

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE UMA FAMÍLIA DE CONVERSORES
SEMI-RESSONANTES COM COMUTAÇÃO SOB TENSÃO ZERO

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA

MARCO VALÉRIO MIORIM VILLAÇA

FLORIANÓPOLIS-SC, DEZEMBRO DE 1989

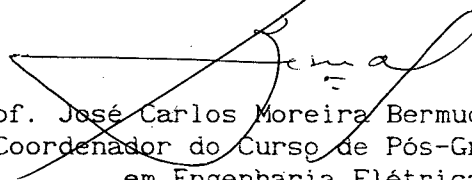
ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE UMA FAMÍLIA DE CONVERSORES
SEMI-RESSONANTES COM COMUTAÇÃO SOB TENSÃO ZERO

Marco Valério Miorim Villaça

ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO DE MESTRE EM
ENGENHARIA ELÉTRICA, ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA E APROVADA EM SUA FORMA
FINAL PELO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO

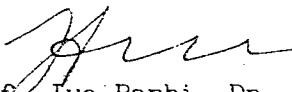


Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.
Orientador

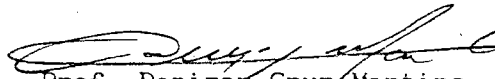


Prof. José Carlos Moreira Bermudez, Ph.D.
Coordenador do Curso de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica

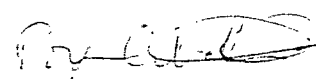
BANCA EXAMINADORA:



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.



Prof. Porfírio Cabaleiro Cortizo, Dr. Ing.

À minha noiva, Cleusa.

Aos meus pais, Mário e Marly.

AGRADECIMENTOS

Ao meu orientador, professor Ivo Barbi, pela competente orientação.

Aos membros da banca examinadora pelas correções apresentadas.

Ao professor Arnaldo José Perin pela amizade e dedicada administração do LAMEP.

Aos amigos Sérgio Suzuki, Ernane Coelho e Horácio Sosa por suas contribuições.

Aos colegas, amigos e ao pessoal técnico-administrativo do LAMEP pela colaboração prestada.

À CAPES pelo apoio financeiro.

SUMÁRIO

RESUMO	x
ABSTRACT	xi
NOMENCLATURA	xii
CAPÍTULO I - INTRODUÇÃO	1
1.1 - Introdução	1
1.2 - Conversores PWM convencionais	2
1.3 - Comutação não-dissipativa ou natural	5
1.4 - Conversores quase-ressonantes	6
1.5 - Conversores semi-ressonantes	11
1.6 - Conclusões	12
 CAPÍTULO II - PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO E REPRESENTAÇÃO DOS CONVERSORES PROPOSTOS	 14
2.1 - Introdução	14
2.2 - Apresentação dos conversores	15
2.3 - Topologias bidirecionais	16
2.3.1 - Sequências de funcionamento	16
2.3.1.1 - 1. ^a Sequência, $[T_o, T_1]$	17
2.3.1.2 - 2. ^a Sequência, $[T_1, T_2]$	17
2.3.1.3 - 3. ^a Sequência, $[T_2, T_3]$	17
2.3.1.4 - 4. ^a Sequência, $[T_3, T_4]$	17
2.3.1.5 - 5. ^a Sequência, $[T_4, T_5]$	19
2.3.2 - Representação no plano de fase	20
2.3.3 - Formas de onda	21
2.3.4 - Análise matemática	21
2.3.4.1 - 1. ^a Sequência, $[T_o, T_1]$	21

2.3.4.2 - 2. ^a Sequência, $[T_1, T_2]$	25
2.3.4.3 - 3. ^a Sequência, $[T_2, T_3]$	27
2.3.4.4 - 4. ^a Sequência, $[T_3, T_4]$	28
2.3.4.5 - 5. ^a Sequência, $[T_4, T_5]$	29
2.3.4.6 - Cálculo do período de operação T_s	29
2.3.5 - Condição para transferência de energia	30
2.3.6 - Condição para comutação natural	30
2.3.7 - Corrente média na saída	32
2.3.8 - Abacos para projeto	33
2.3.8.1 - Freqüência normalizada μ	33
2.3.8.2 - Potência de saída normalizada P_o^*	34
2.3.9 - Correntes médias e eficazes normalizadas nos componentes.	35
2.3.9.1 - Transistor	35
2.3.9.1.1 - Corrente média	35
2.3.9.1.2 - Corrente eficaz	35
2.3.9.2 - Diodo D_1	37
2.3.9.2.1 - Corrente média	37
2.3.9.2.2 - Corrente eficaz	37
2.3.9.3 - Diodo D_2	37
2.3.9.3.1 - Corrente média	37
2.3.9.3.2 - Corrente eficaz	38
2.3.10 - Corrente eficaz normalizada no capacitor ressonante ...	38
2.4 - Topologias unidirecionais	39
2.4.1 - Sequências de funcionamento	39
2.4.1.1 - 1. ^a Sequência, $[T_o, T_1]$	39
2.4.1.2 - 2. ^a Sequência, $[T_1, T_2]$	43
2.4.1.3 - 3. ^a Sequência, $[T_2, T_3]$	43
2.4.1.4 - 4. ^a Sequência, $[T_3, T_4]$	43

2.4.2 - Representação no plano de fase	44
2.4.3 - Formas de onda	46
2.4.4 - Análise matemática	46
2.4.4.1 - 1. ^a Sequência, $[T_0, T_1]$	46
2.4.4.2 - 2. ^a Sequência, $[T_1, T_2]$	50
2.4.4.3 - 3. ^a Sequência, $[T_2, T_3]$	50
2.4.4.4 - 4. ^a Sequência, $[T_3, T_4]$	50
2.4.4.5 - Cálculo do período de operação T_s	52
2.4.5 - Condição para transferência de energia	53
2.4.6 - Condição para comutação natural	53
2.4.7 - Corrente média na saída	53
2.4.8 - Ábacos para projeto	54
2.4.8.1 - Frequência normalizada μ	54
2.4.8.2 - Potência de saída normalizada P_o^*	55
2.4.9 - Correntes médias e eficazes normalizadas nos componentes.	55
2.4.9.1 - Transistor	55
2.4.9.1.1 - Corrente média	55
2.4.9.1.2 - Corrente eficaz	56
2.4.9.2 - Diodo D_1	56
2.4.9.3 - Diodo D_2	57
2.4.9.3.1 - Corrente média	57
2.4.9.3.2 - Corrente eficaz	57
2.4.10 - Corrente eficaz normalizada no capacitor ressonante ...	57
2.5 - Conclusões	57
 CAPÍTULO III - PROJETO DOS CONVERSORES	 61
3.1 - Introdução	61
3.2 - Procedimento para projeto	61

3.3 - Exemplo de projeto	62
3.3.1 - Especificação dos conversores	62
3.3.2 - Conversores com chave bidirecional	63
3.3.3 - Conversores com chave unidirecional	64
3.4 - Resultados de simulação	65
3.5 - Dimensionamento de um conversor	65
3.5.1 - Indutor de ressonância	67
3.5.2 - Transistor de potência	70
3.5.3 - Capacitor de ressonância	71
3.5.4 - Diodo de saída	71
3.5.5 - Filtro de saída	72
3.5.5.1 - Capacitores do 1.º estágio de filtragem	72
3.5.5.2 - 2.º Estágio de filtragem	74
3.6 - Conclusões	74
 CAPÍTULO IV - IMPLEMENTAÇÃO	 76
4.1 - Introdução	76
4.2 - Possibilidade de partida não-dissipativa	76
4.3 - Circuitos de comando e proteção	77
4.3.1 - Aspectos de projeto de comando de gate de MOSFETs	77
4.3.2 - Concepção e princípio de funcionamento	79
4.3.2.1 - Entrada em condução do transistor de potência ..	81
4.3.2.2 - Bloqueio do transistor de potência	81
4.3.3 - Proteção contra sobrecorrente	83
4.3.4 - Proteção contra sobretensão	83
4.4 - Resultados experimentais	84
4.5 - Conclusões	88

CAPÍTULO V - REGULAÇÃO DO CONVERSOR	91
5.1 - Introdução	91
5.2 - Obtenção da função de transferência	91
5.3 - Projeto do controlador proporcional-integral	95
5.3.1 - Determinação dos ganhos	95
5.3.2 - Resposta dinâmica do sistema	96
5.4 - Implementação do circuito de controle e resultados em malha fechada	98
5.5 - Conclusões	101
 CAPÍTULO VI - CONCLUSÕES GERAIS	 104
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	106

RESUMO

O presente trabalho apresenta o estudo de uma família de conversores boost com comutação sob tensão zero. O objetivo é obter, utilizando a técnica de comutação sob tensão nula, conversores compactos e com alta frequência de operação que apresentem perdas mínimas de comutação e alto rendimento.

Os conversores propostos derivam dos conversores boost PWM convencional pela incorporação, em posição adequada, de um capacitor que possibilitará o chaveamento sob tensão nula.

Cada conversor será analisado estabelecendo-se as seqüências de funcionamento e a representação analítica.

Será realizada modelagem dos conversores e o estudo da regulação empregando o controle realimentado.

Visando validar a análise matemática e os modelos obtidos, os conversores serão simulados em um computador digital.

O projeto e a implementação de um dos conversores serão realizados a partir da análise simplificada, apresentando-se os resultados experimentais.

ABSTRACT

The Present work deals with the study of a family of boost converters with zero-voltage switching property. The purpose is to obtain compact converters with higher switching frequency presenting minimum switching losses and high-efficiency.

The proposed converters are derived of the PWM boost converter. They present an additional capacitor that makes possible the zero-voltage switching. Operation principles and analytical representation are presented for each converter.

It Will be realized the converter modelling and the study of the regulation employing the feedback control.

The converters will be simulated in a digital computer, objectifying to validate the mathematics analysis and the obtained models.

Design and implementation of one converter will be realized from the simplified analysis and experimental results are shown.

NOMENCLATURA

A	ganho proporcional do regulador PI
B	ganho integral do regulador PI
C	capacitor de ressonância
C_D	capacitância de junção do diodo de saída
C_E	capacitor de entrada
C_f	capacitor da 2. ^a célula de filtragem
C_{iss}	capacitância de entrada do MOSFET
C_o	capacitores do 1. ^o estágio de filtragem, capacitor de saída
C_{oss}	capacitância de saída do MOSFET
D_1	diodo em antiparalelo com o transistor de potência
D_2	diodo de saída
E_i	tensão de entrada
E_o	tensão de saída
e_o	tensão instantânea na saída
E_{REF}	tensão de referência
F_r	freqüência de ressonância
F_s	freqüência de chaveamento
F_{smax}	máxima freqüência de chaveamento
i_{Crms}	corrente eficaz no capacitor ressonante
i_{Crms}^*	corrente eficaz normalizada no capacitor ressonante
I_D	máxima corrente de dreno do MOSFET
i_D	corrente instantânea de dreno do MOSFET
i_{D1}	corrente instantânea no diodo D_1
i_{D1med}	corrente média no diodo D_1
i_{D1med}^*	corrente média normalizada no diodo D_1
i_{D1rms}	corrente eficaz no diodo D_1

i_{D1rms}^*	corrente eficaz normalizada no diodo D_1
i_{D2}	corrente instantânea no diodo D_2
i_{D2med}	corrente média no diodo D_2
i_{D2med}^*	corrente média normalizada no diodo D_2
i_{D2rms}	corrente eficaz no diodo D_2
i_{D2rms}^*	corrente eficaz normalizada no diodo D_2
i_L	corrente instantânea no indutor de ressonância
I_i	corrente média na entrada
I_o	corrente média na saída
I_o^*	corrente média normalizada na saída
I_S	E_i / Z_n
i_T	corrente instantânea no transistor T
i_{Tmed}	corrente média no transistor T
i_{Tmed}^*	corrente média normalizada no transistor T
i_{Trms}	corrente eficaz no transistor T
i_{Trms}^*	corrente eficaz normalizada no transistor T
I_1	corrente máxima no transistor de potência
i_1	referência de corrente
I_{1max}	corrente máxima no transistor de potência para a máxima potência de saída
k_{ST}	ganho do sensor de tensão
L	indutor de ressonância
L_f	indutor de filtragem
L_P	indutância parasita
L_S	indutância série de um capacitor
P_{min}	potência mínima de saída
P_{max}	potência máxima de saída
P_i	potência de entrada

P_o	potência de saída
P_o^*	potência de normalizada de saída
R_{DS}	resistência dreno-source de condução do MOSFET
R_L	resistência de carga
R_{SE}	resistência série equivalente de um capacitor
T, T_P	transistor de potência
T_S	período de chaveamento
t_S	tempo de acomodação
v_C	tensão instantânea no capacitor de ressonância
v_{D1}	tensão instantânea no diodo D_1
v_{D2}	tensão instantânea no diodo D_2
V_{DS}	máxima tensão dreno-source admissível no MOSFET
v_{DS}	tensão instantânea no MOSFET
v_t	tensão instantânea no transistor T
Z_n	impedância característica do circuito ressonante
α	corrente máxima normalizada no transistor T
β	razão de conversão de tensão
Δq	variação de carga no capacitor C_o
Δv	ondulação de tensão no capacitor C_o
Δv_{cf}	ondulação de tensão na saída
ζ	coeficiente de amortecimento
ω	freqüência angular de ressonância
ω_m	freqüência natural não-amortecida

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

1.1 - Introdução:

Com o advento dos MOSFETs de potência, os conversores de potência podem ser projetados para operarem em altas frequências, reduzindo o peso e o tamanho dos elementos magnéticos e de filtragem. Entretanto, em conversores PWM convencionais, as perdas e estresses de comutação tornam-se intoleráveis em frequências de operação muito elevadas.

Recentemente, para substituir os conversores PWM em aplicações de baixa potência, foram introduzidos pela literatura os conversores quase-ressonantes [1] e os conversores semi-ressonantes [2], ambos capazes de operar em frequências na faixa de megahertz com alta eficiência, oferecendo alta

densidade de potência. Estes conversores utilizam o conceito de comutação não-dissipativa, que pode ser alcançada reduzindo a zero a tensão ou a corrente da chave de potência no instante da comutação.

Neste capítulo descreve-se o princípio de funcionamento dos conversores PWM, quase-ressonantes e semi-ressonantes e apresenta-se o conceito de comutação não-dissipativa.

1.2 - Conversores PWM convencionais:

O termo PWM (Pulse-width modulation) não é utilizado aqui para indicar um esquema particular de controle, mas como um meio de distinguir os conversores que apresentam formas de onda quase-retangulares. Para o presente propósito, um conversor PWM é definido como um conversor estático destinado a controlar o fluxo de energia elétrica entre duas fontes CC.

Os conversores PWM mais conhecidos são apresentados na figura 1.1. O conversor da figura 1.1(a) é um abaixador de tensão, ou, como é freqüentemente chamado, um conversor buck. O conversor da figura 1.1(b) é um elevador de tensão ou um boost. O conversor da figura 1.1(c) é um abaixador-elevador de tensão ou um buck-boost. O conversor da figura 1.1(d) é de acumulação capacitiva ou um cuk.

Observa-se que o transistor e o diodo dos conversores PWM podem ser substituídos por um interruptor de três terminais, figura 1.2, chamado chave PWM.

Qualquer conversor PWM apresenta duas etapas de funcionamento em um ciclo completo de operação. A seguir como um exemplo, ilustra-se a operação do conversor buck PWM, apresentado na figura 1.1(a).

Assumindo que o indutor de saída apresenta pequeníssima ondulação de corrente, o conversor buck PWM pode ser representado pela figura 1.3(a). Se o

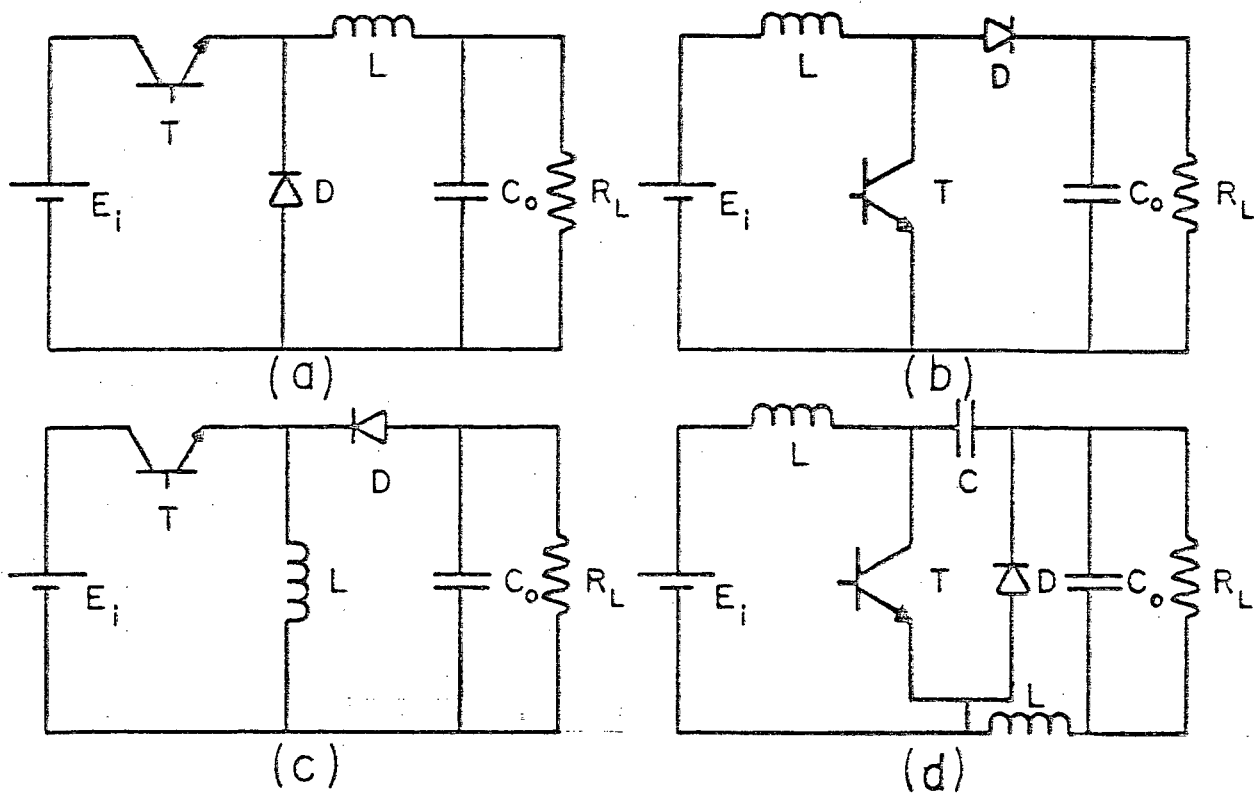


Fig. 1.1 - Quatro conversores PWM: (a)buck, (b)boost, (c)buck-boost e (d)cuk.

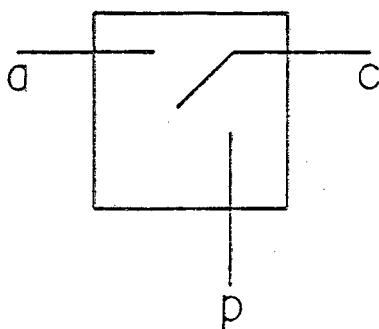


Fig. 1.2 - Símbolo para uma chave PWM.

interruptor S for ideal, e, abrir e fechar periodicamente, a corrente e a tensão no mesmo são reproduzidos pelas formas de onda da figura 1.3(b).

Observe que as quantidades I e E_i são os valores máximos de tensão e corrente no interruptor S . A razão cíclica D é definida como a fração do

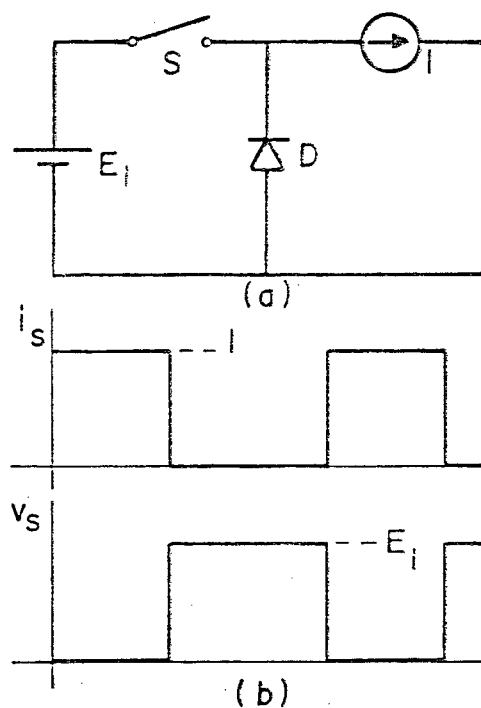


Fig. 1.3 - (a)Circuito simplificado e (b)formas de onda para o conversor buck PWM.

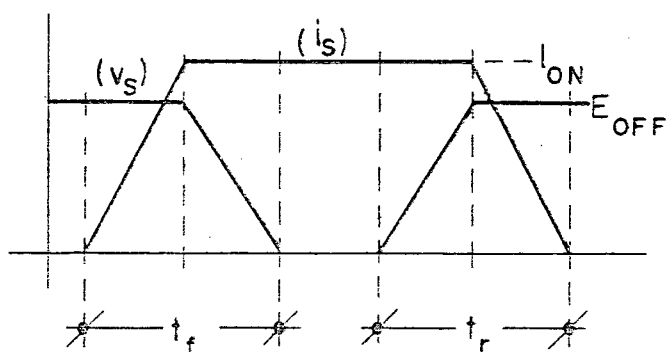


Fig. 1.4 - Formas de onda de comutação para qualquer conversor PWM.

período de chaveamento na qual S está fechado.

Se o interruptor S da figura 1.3(a) não for ideal, suas formas de onda de corrente e tensão serão representadas pela figura 1.4. As mesmas são válidas para qualquer conversor PWM.

Assim, para limitar as perdas no chaveamento, dadas por (1.1), a máxima

frequência de operação F_s deve ser limitada.

$$P_s = K \cdot I_{ON} \cdot E_{OFF} \cdot F_s \cdot (t_r + t_f) \quad (1.1)$$

Com a disponibilidade de MOSFETs de potência rápidos, a frequência de 100 kHz parece representar um valor típico máximo para conversores operando em modo chaveado.

Os conversores PWM discutidos nesta seção são indicados para:

- Conversão CC/CC de baixa e média potências;
- Carregador de baterias;
- Acionamento de motores CC (conversor buck);
- Aplicações automotivas;
- Aplicações em telecomunicações.

1.3 - Comutação não-dissipativa ou natural:

Como vimos na seção 1.2, devido ao surgimento de perdas e estresses de comutação elevados, não é possível operar conversores PWM em altíssimas frequências.

Para solucionar estas dificuldades, foi introduzida a técnica de comutação não-dissipativa ou natural, que pode ser alcançada pela redução a zero da corrente ou tensão na chave de potência durante a comutação. Quando a tensão é reduzida a zero, a técnica é chamada comutação sob tensão nula, e, quando a corrente é levada a zero, a técnica é dita comutação sob corrente nula.

Como um exemplo de comutação sob tensão nula, considere o circuito mostrado na figura 1.5.

Na figura 1.5(a) S é fechada e i_{Lr} cresce linearmente. Na figura 1.5(b) S

é aberta sob tensão zero e C_r absorve a corrente i_{Lr} ; a tensão através de C_r cresce senoidalmente e alcança E_1 . Durante o intervalo de tempo ΔT_3 , D conduz a corrente i_{Lr} que decresce linearmente e alcança zero. Durante ΔT_4 , D está reversamente polarizado e a tensão através de C_r decresce senoidalmente à zero. No instante $v_{Cr}=0$, a chave S é fechada sob tensão zero.

A figura 1.6 mostra um circuito no qual a chave S comuta sob corrente zero. Antes da chave S ser fechada a corrente I circula pelo diodo D. Em $t=T_2$, S é fechada; sua corrente cresce de zero a I e o diodo se extingue. No intervalo de tempo ΔT_3 , a corrente i_s evolui senoidalmente até anular-se. No instante $i_{Lr}=0$, a chave S é aberta sob corrente zero.

Já que elimina perdas e estresses de bloqueio, a técnica de comutação sob corrente nula é apropriada para aplicações off-line e conversão DC/DC até um ou dois megahertz. Entretanto, ao operar os semicondutores de potência acima de um megahertz, as perdas na entrada em condução associadas à descarga da energia armazenada na capacitância parasita da junção do MOSFET tornam-se um fator limitante primário.

1.4 - Conversores quase-ressonantes:

Originalmente, diversas famílias de conversores quase-ressonantes (CQR) foram geradas a partir do conceito de chave ressonante [1], uma combinação de um indutor, um capacitor e uma chave semicondutora produzindo formas de onda quase-senoidais. A chave semicondutora pode ser unidirecional ou bidirecional em corrente, conforme figura 1.7. As chaves ressonantes podem, por sua vez, ser divididas em duas classes: chaves de tensão zero e chaves de corrente zero, como é mostrado na figura 1.8.

Mais recentemente, o conceito de célula de comutação ressonante (CCR), mais geral que o conceito de chave ressonante, foi introduzido [3] para gerar

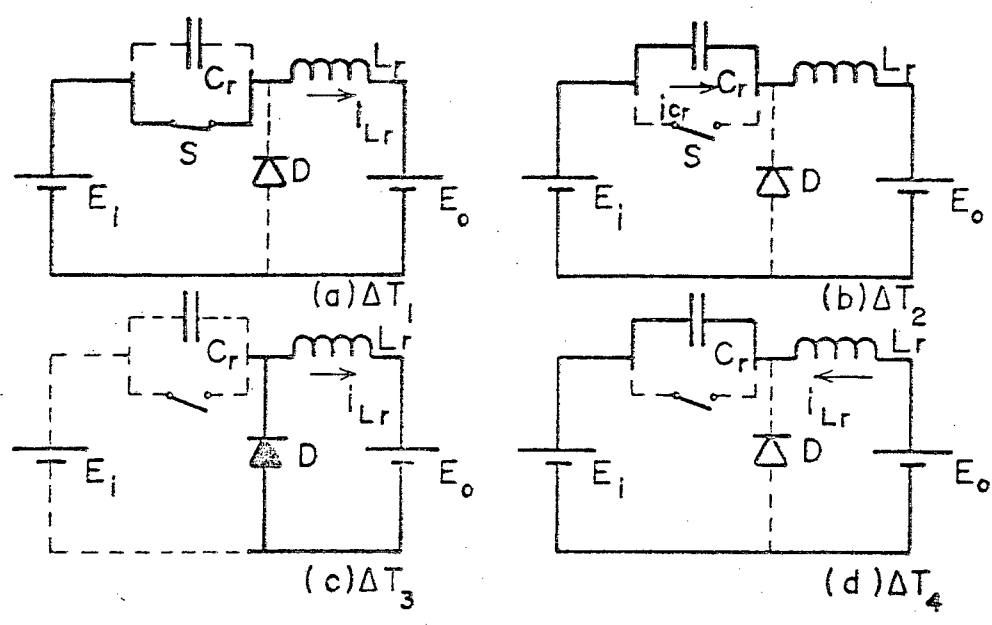


Fig. 1.5 - Princípio de operação de um conversor comutando sob tensão nula.

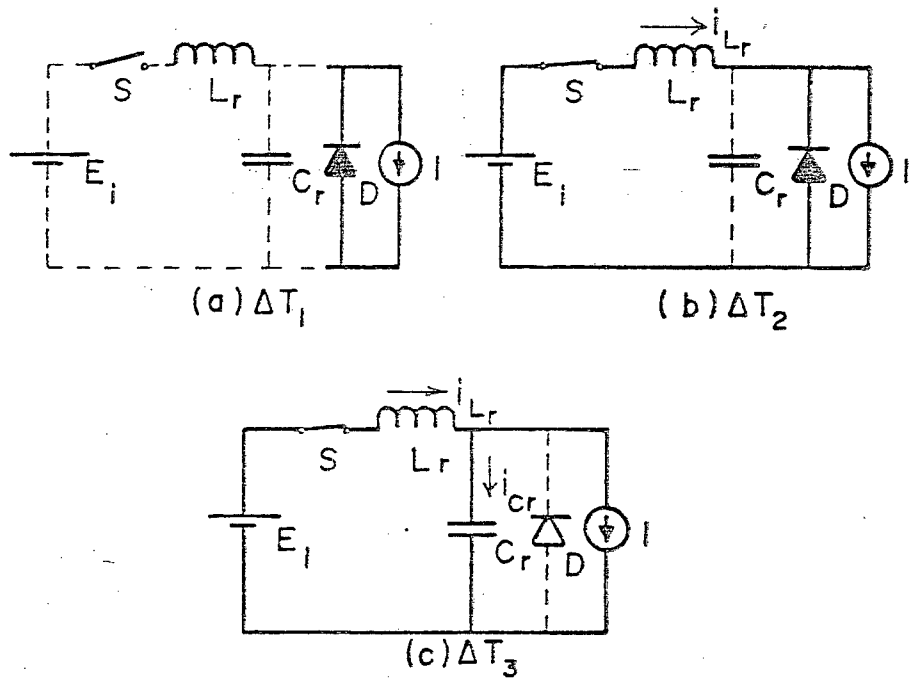


Fig. 1.6 - Princípio de operação de um conversor comutando sob corrente nula.

todas as novas famílias previamente reportadas na literatura. A figura 1.9 mostra as CCRs e a figura 1.10 apresenta os conversores boost quase-ressonantes gerados a partir destas células.

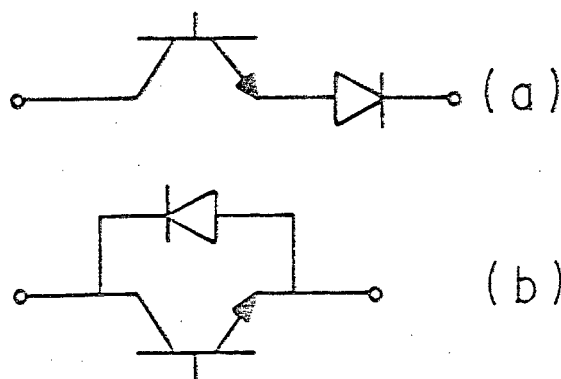


Fig. 1.7 - (a)Chave unidirecional. (b)Chave bidirecional.

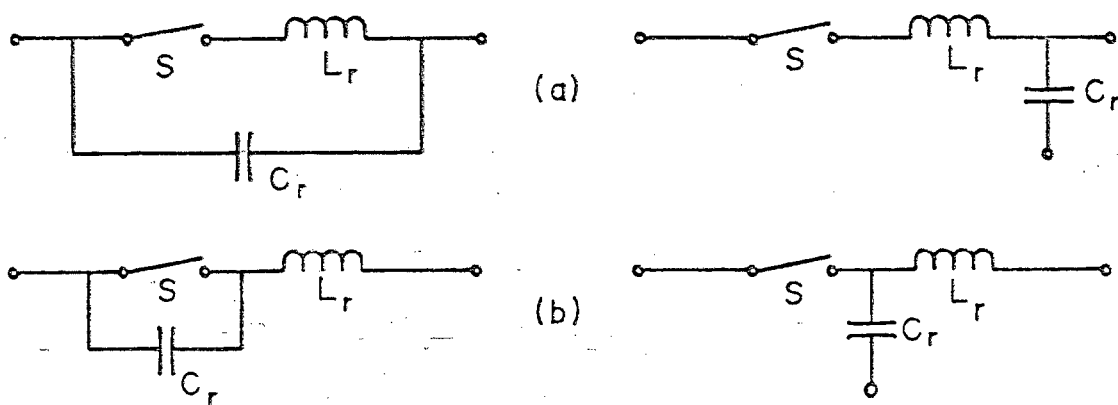


Fig. 1.8 - (a)Chaves ressonantes de corrente zero. (b)Chaves ressonantes de tensão zero.

Qualquer CQR tem quatro estágios de operação em um ciclo completo de chaveamento. Como um exemplo, considere a operação do CQR boost ilustrado na figura 1.11. Por simplicidade, o conversor é tratado como uma fonte de corrente I_1 , fornecendo potência a uma fonte de tensão E_o .

Suponha que anteriormente S conduzia a corrente I_1 e a tensão no capacitor ressonante, V_{Cr} , era nula. (a) Em $t=T_0$, S é aberta e V_{Cr} cresce linearmente. (b) Em $t=T_1$, V_{Cr} alcança E_o e o diodo D_2 passa a conduzir. A tensão V_{Cr} e a corrente i_{Lr} passam a evoluir senoidalmente. (c) No instante T_2 , quando V_{Cr} cai a zero, o diodo D_1 entra em condução e a corrente no

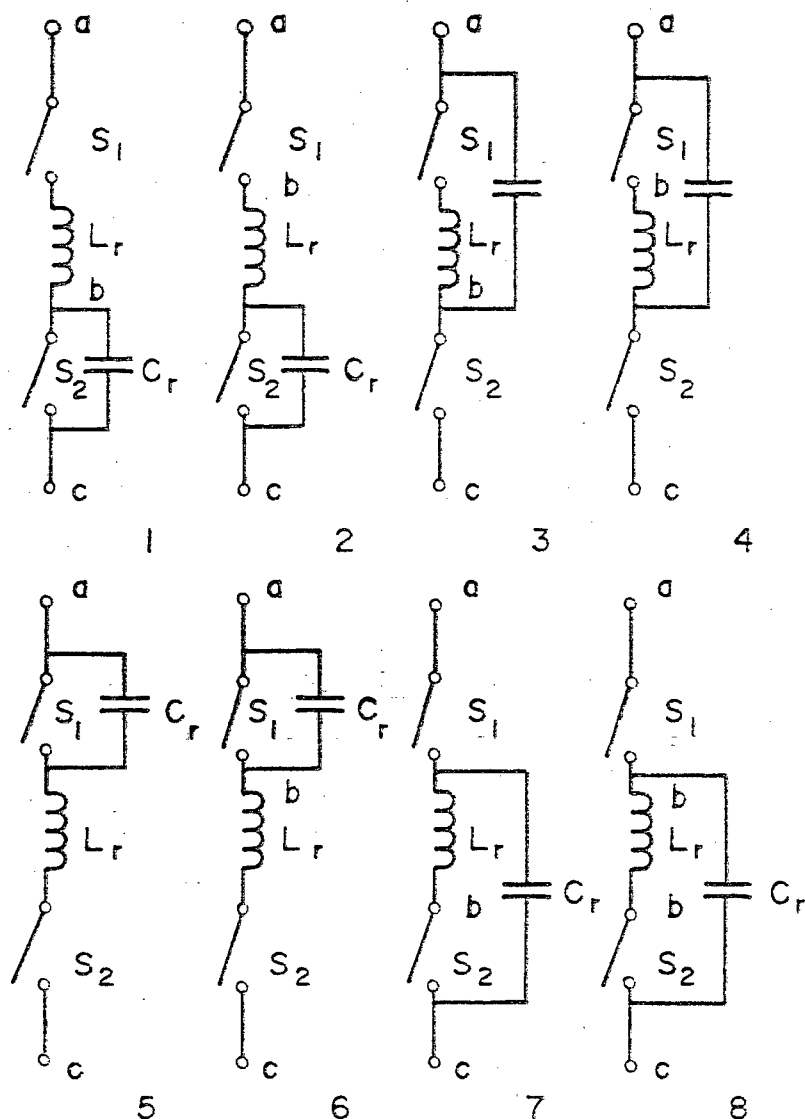


Fig.1.9 - Células de comutação ressonante (CCRs).

indutor passa a decrescer linearmente. No instante que a corrente i_{L_r} for igual a I_i , a chave S passará a conduzir sob tensão nula. (d) Em $t=T_3$, a corrente de entrada flui através de S; i_s permanecerá constante até S fechar em $t=T_4$. As formas de onda do conversor boost quase-ressonante são mostradas na figura 1.12.

A análise realizada nesta seção evidencia que:

- Os CQR devem ser controlados pela variação da frequência de chaveamen-

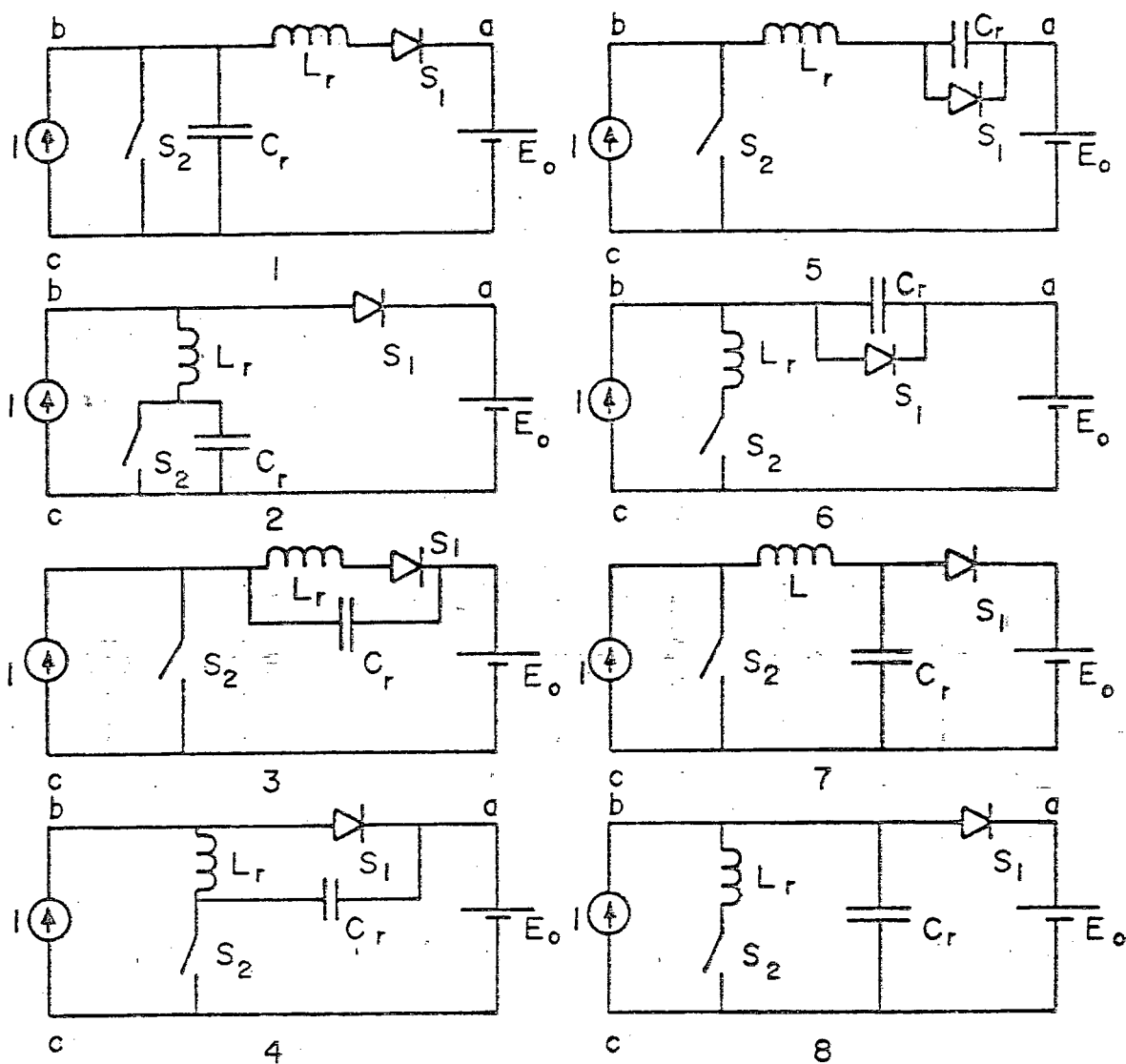


Fig. 1.10 - Conversores boost quase-ressonantes gerados a partir das CCRs.

to*;

- A técnica de comutação sob tensão nula, quando aplicada a conversores

* Recentemente foi introduzido [7] um conversor quase-ressonante que pode operar com frequência fixa e ser controlado por variação da largura de pulso. Este conversor recebeu o nome de "quase-ressonante PWM".

quase-ressonantes, produz elevados valores de tensão na chave de potência;

- Os elementos ressonantes L_r e C_r são utilizados para moldar as formas de onda na chave de potência e para armazenar e transferir energia da entrada para a saída.

1.5 - Conversores semi-ressonantes:

Considere o conversor boost PWM convencional mostrado na figura 1.1(b). Suponha L suficientemente pequeno para permitir a operação em modo descontinuo. Conseqüentemente, no momento que S é ligado, sua corrente é zero,

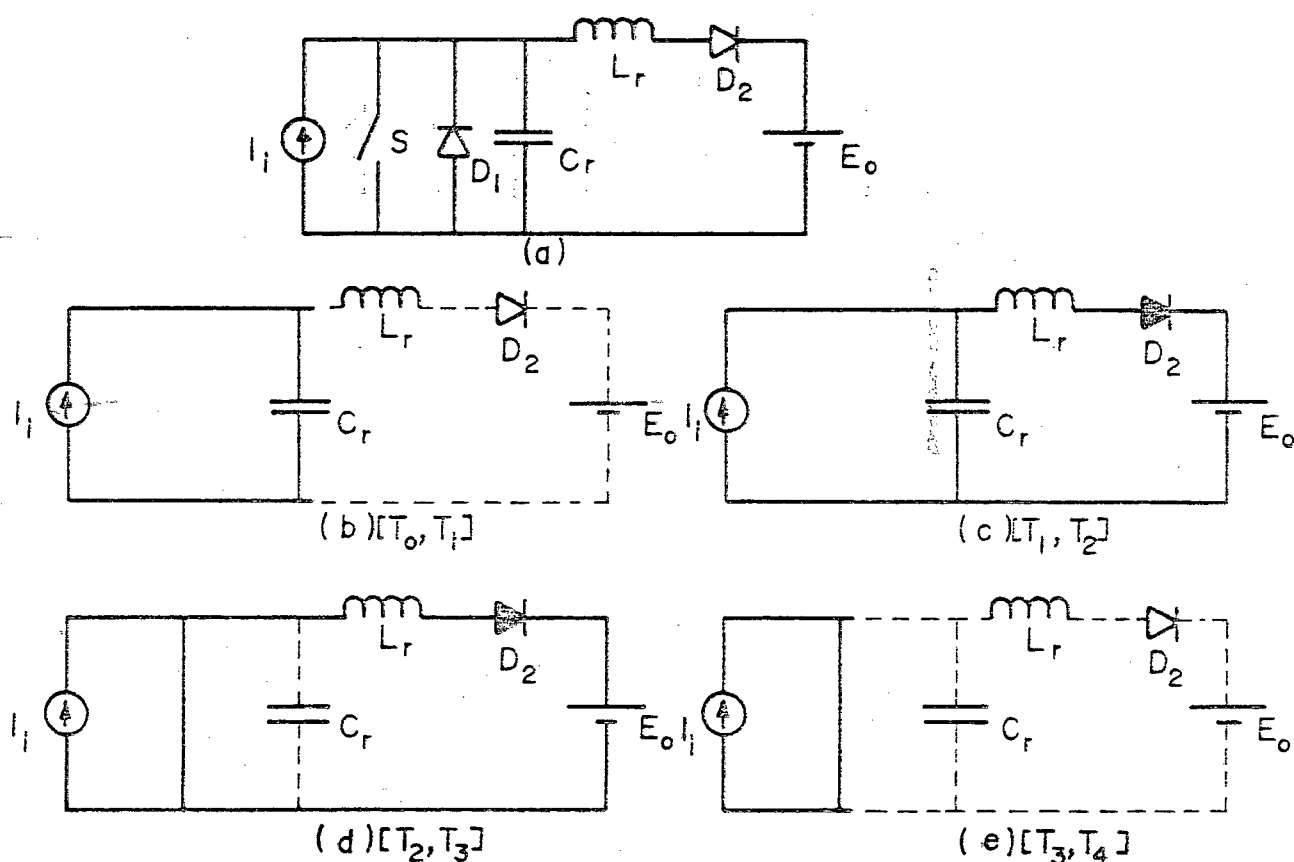


Fig. 1.11 - Circuito simplificado para um CQR boost (a) e seus circuitos equivalentes durante os quatro estágios de um ciclo de chaveamento.

não ocorrendo desta forma perdas na comutação. Entretanto, quando o interruptor S é bloqueado e D passa a conduzir, ocorrem perdas de comutação.

Esta dificuldade pode ser superada incorporando-se ao conversor, em posição adequada, um capacitor que permitirá a comutação dos semicondutores de potência sob tensão nula. A figura 1.13 mostra que o capacitor pode ser inserido em três posições diferentes.

Os novos conversores, gerados a partir do procedimento acima descrito, serão chamados conversores semi-ressonantes.

1.6 - Conclusões:

Neste capítulo foram apresentados os conversores que podem ser empregados

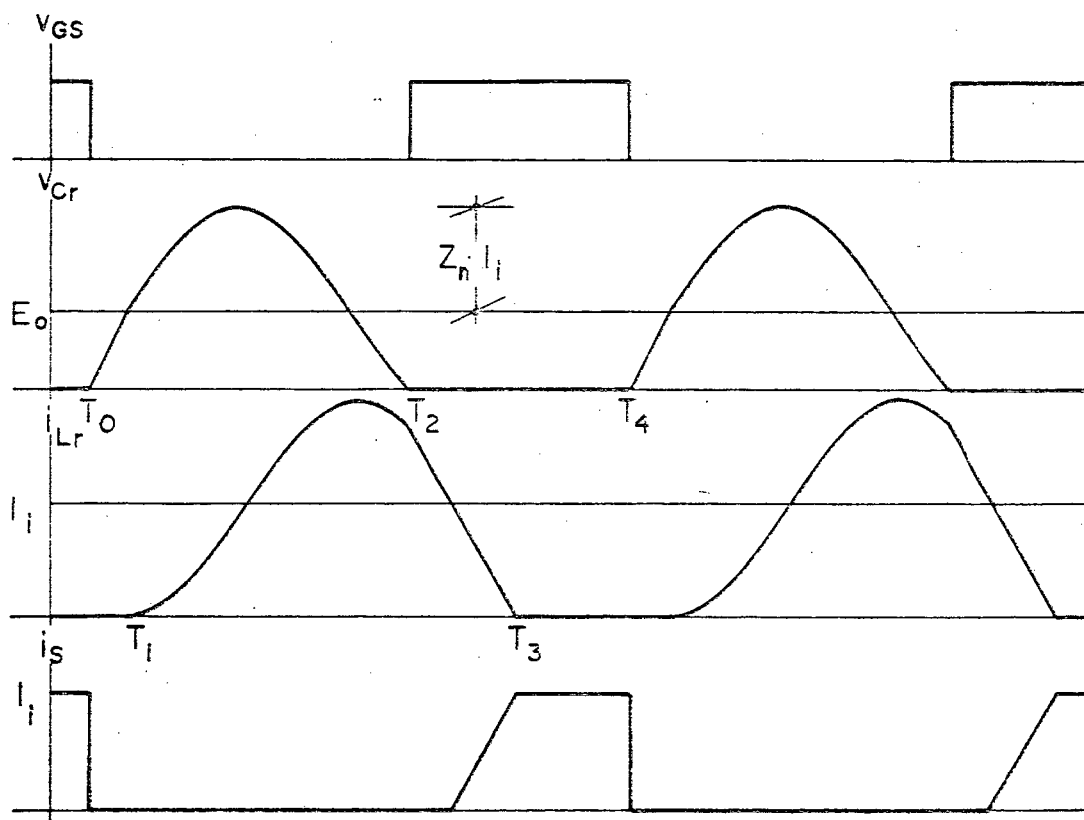


Fig. 1.12 - Formas de onda para o conversor boost quase-ressonante.

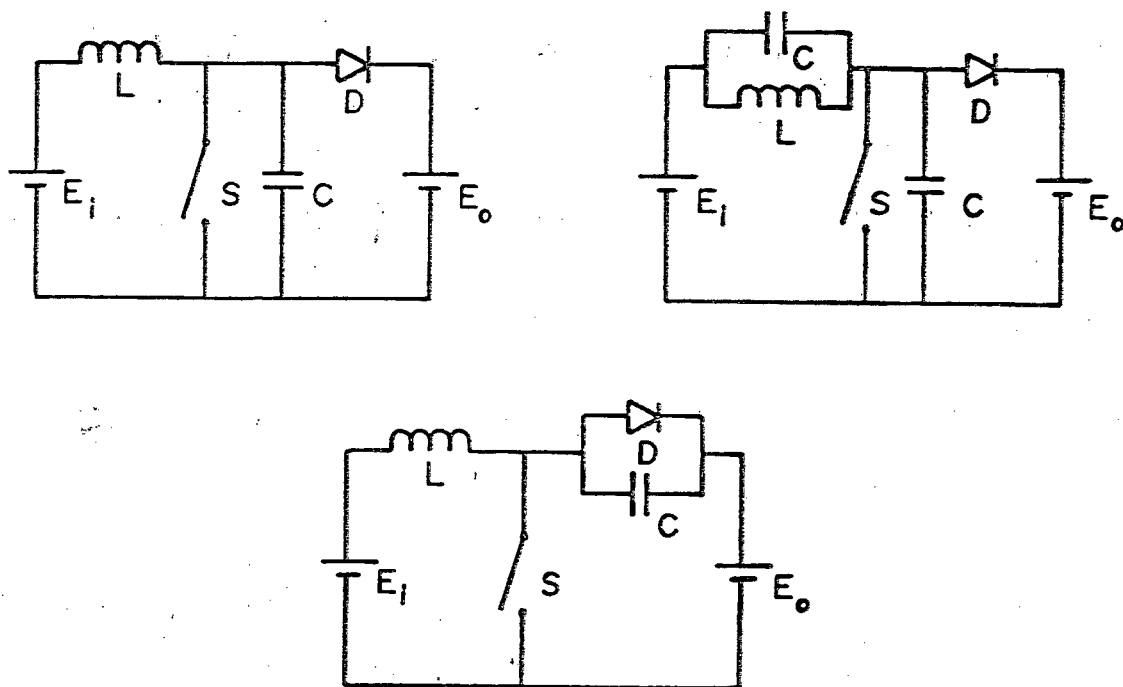


Fig. 1.13 – Conversores boost semi-ressonantes básicos.

em conversão CC/CC de baixa potência.

Em conversores PWM, as perdas e estresses de chaveamento, suprimidos por meio de circuitos de ajuda a comutação ou ignoradas em baixas frequências, tornam-se intoleráveis em altas frequências de operação.

Para superar estas dificuldades surgiram os conversores que utilizam técnicas de comutação natural. Estes conversores apresentam baixas perdas de comutação, baixos estresses por dv/dt e di/dt e reduzido índice de interferência eletromagnética.

No próximo capítulo serão analisados qualitativa e quantitativamente os conversores boost semi-ressonantes apresentados na seção 1.5.

CAPÍTULO II

PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO E REPRESENTAÇÃO ANALÍTICA

DOS CONVERSORES PROPOSTOS

2.1 - Introdução:

Neste capítulo será apresentado o princípio de operação dos conversores propostos.

Para analisar o princípio de funcionamento, a seguinte estratégia de controle é utilizada:

- A ordem para fechar o transistor de potência é dada no momento que sua tensão se anula;
- A ordem de bloqueio do transistor é dada no momento que sua corrente alcança um determinado valor de referência.

Resultados analíticos e curvas normalizadas para projeto são também apresentados.

2.2 - Apresentação dos conversores:

Os conversores boost semi-ressonantes com comutação sob tensão nula derivam do conversor boost PWM, como foi visto na seção 1.5, pela incorporação de um capacitor em posição adequada. Se a chave ideal S da figura 1.13 for substituída por uma chave bidirecional, obtém-se o grupo de conversores da figura 2.1; caso ela seja substituída por uma chave unidirecional, obter-se-á o grupo da figura 2.2.

Para efeito de análise as chaves semicondutoras e os elementos reativos

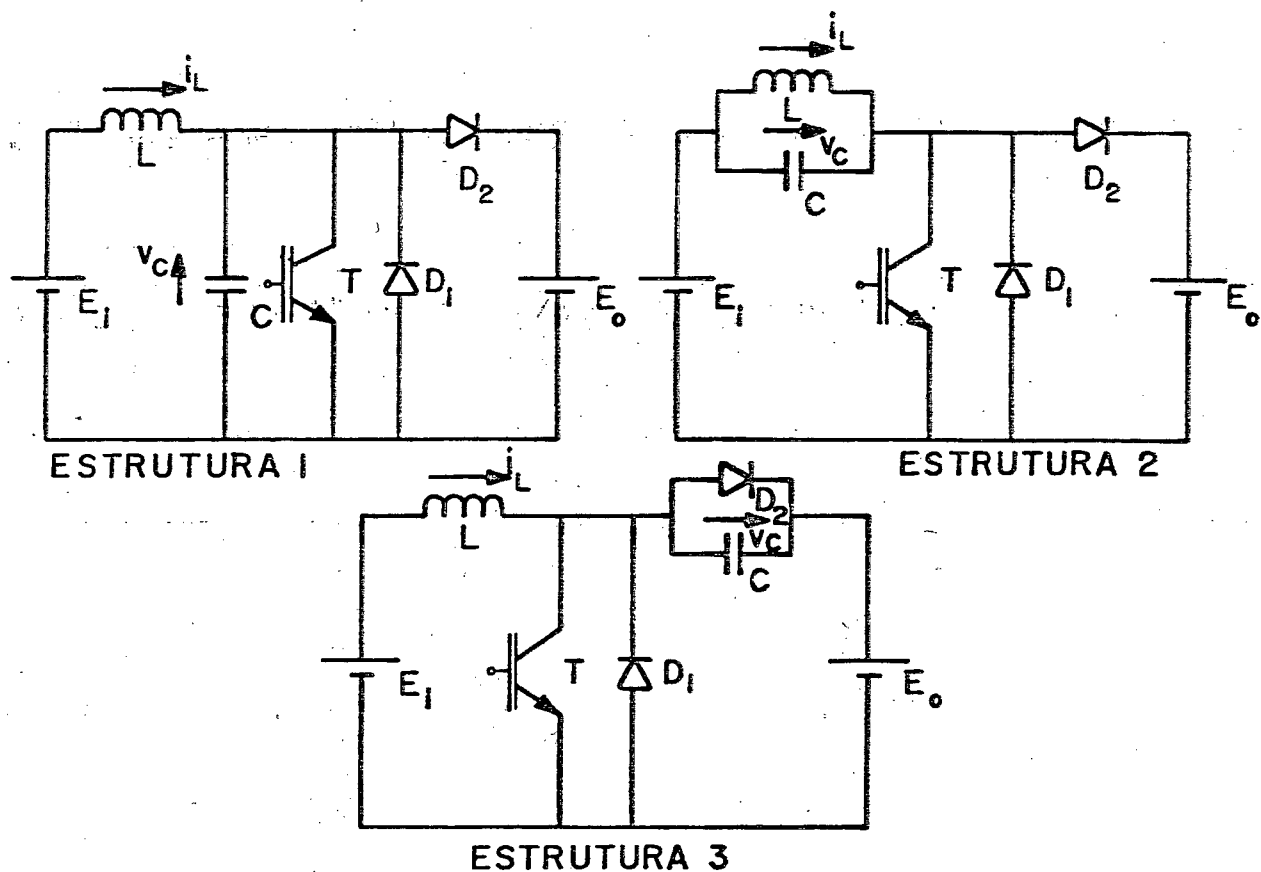


Fig. 2.1 - Conversores boost semi-ressonantes com chave bidirecional em corrente.

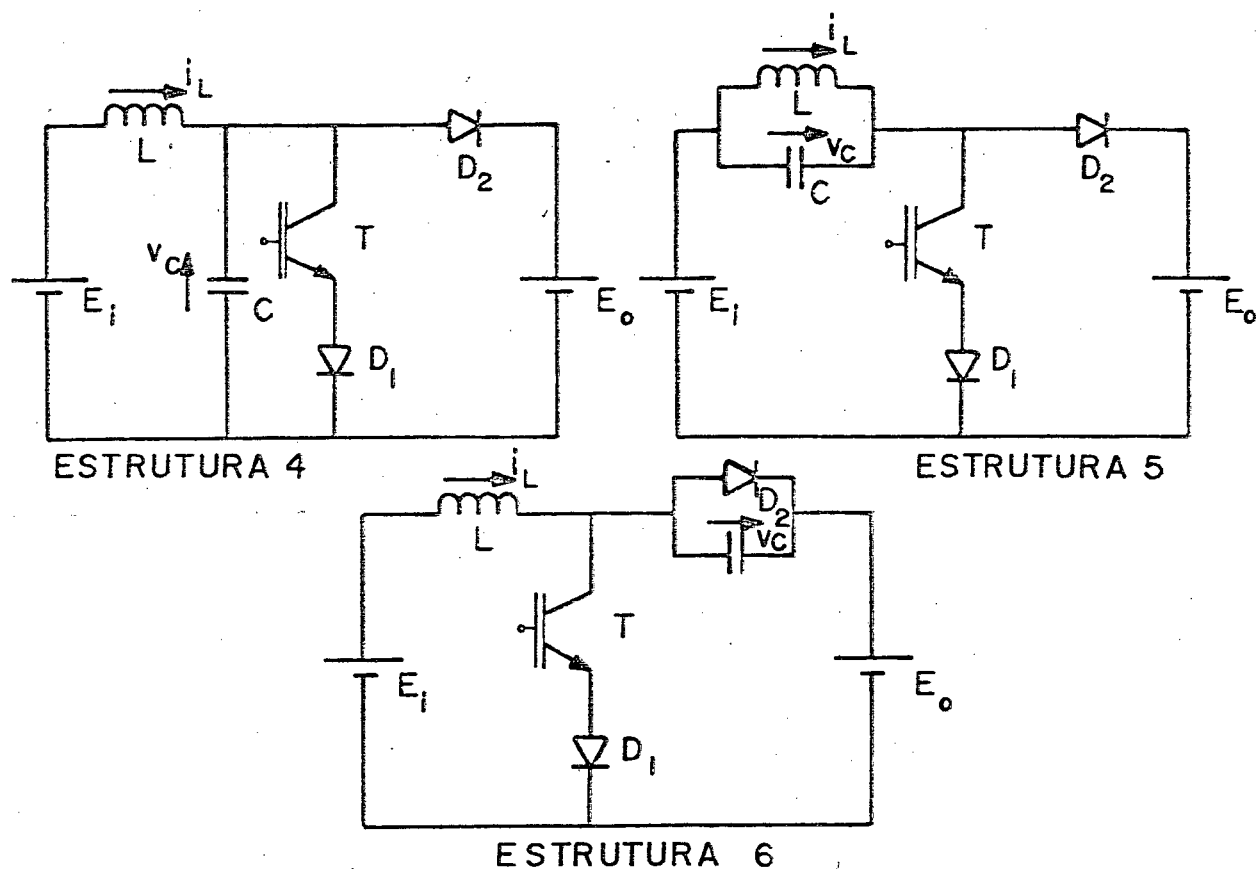


Fig. 2.2 - Conversores bôost semi-ressonantes com chave unidirecional em corrente.

serão considerados ideais.

2.3 - Topologias bidirecionais:

2.3.1 - Seqüências de funcionamento:

As seqüências de funcionamento das três estruturas com chave bidirecional diferem entre si apenas pela evolução quantitativa da tensão no capacitor C . Assim, há a necessidade de descrever o funcionamento de apenas uma delas.

A descrição seguinte resume a operação da estrutura 1 para um período de operação.

2.3.1.1 - 1ª Sequência, $[T_0, T_1]$:

Apresentam-se como condições iniciais:

$$v_c = 0 \text{ e}$$

$$i_L = 0$$

O transistor entra em condução e o indutor L passa a carregar-se linearmente. Durante esta etapa a tensão no capacitor permanece nula.

A figura 2.3 ilustra esta sequência.

2.3.1.2 - 2ª Sequência, $[T_1, T_2]$:

Esta etapa tem início no tempo T_1 , quando a corrente no indutor, i_L , atinge o nível I_1 e o transistor é bloqueado. O capacitor C começa a carregar-se a partir de uma oscilação L-C. Esta etapa cessa quando a tensão no capacitor alcança a tensão de saída E_o .

Esta sequência é ilustrada pela figura 2.4.

2.3.1.3 - 3ª Sequência, $[T_2, T_3]$:

Inicia com a entrada em condução do diodo de saída D_2 . O indutor começa a desmagnetizar-se através do diodo D_2 . Quando a corrente no indutor se anula, em $t=T_3$, D_2 extingue. Durante esta etapa a tensão no capacitor fica grampeada no valor E_o .

A figura 2.5 ilustra esta sequência.

2.3.1.4 - 4ª Sequência, $[T_3, T_4]$:

Como D_2 extingue no tempo T_3 , o capacitor começa a descarregar-se através

do circuito oscilante L-C. No tempo $t=T_4$, a tensão no capacitor se anula,

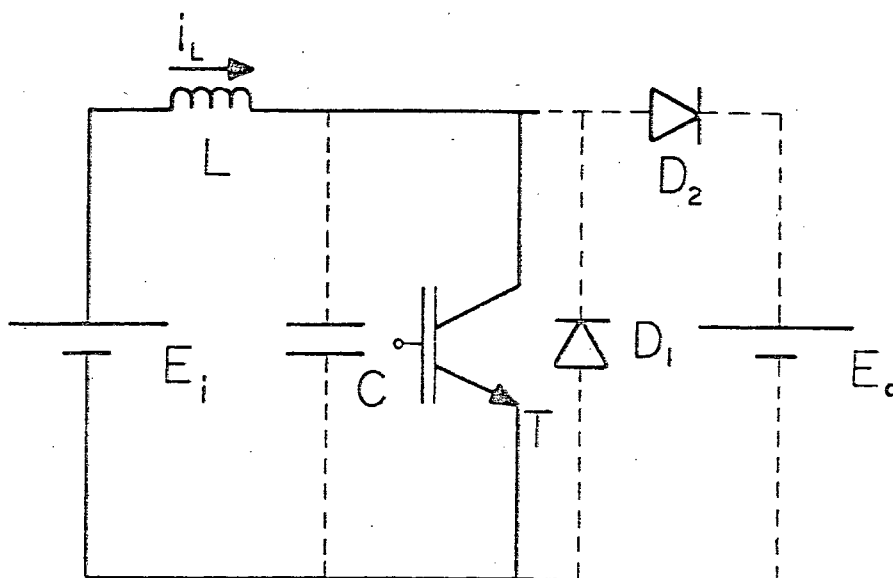


Fig. 2.3 - 1.^a Sequência de funcionamento da estrutura 1.

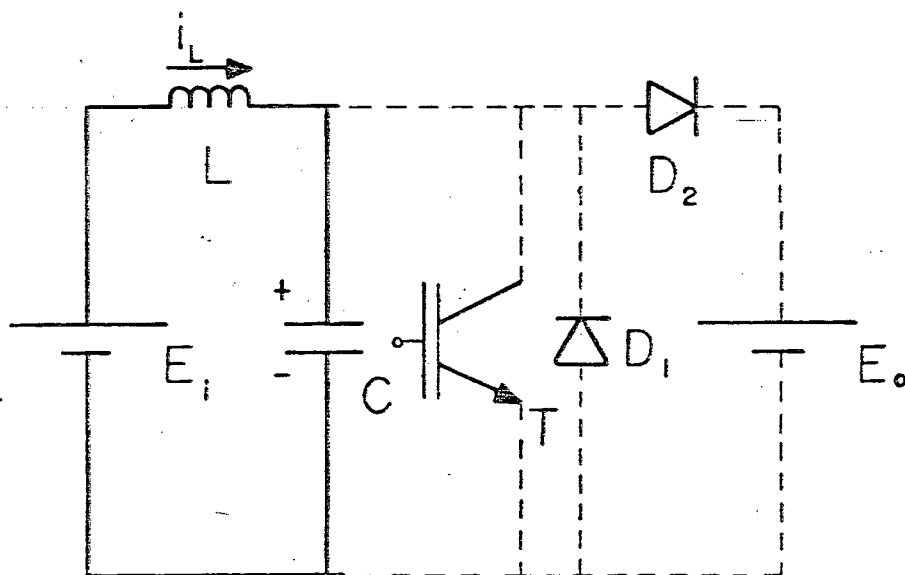


Fig. 2.4 - 2.^a Sequência de funcionamento da estrutura 1.

momento em que D_1 entra em condução, dando início a 5.^a sequência. Neste momento o transistor passa a ser habilitado a conduzir.

A figura 2.6 ilustra esta sequência.

2.3.1.5 - 5ª Sequência, $[T_4, T_5]$:

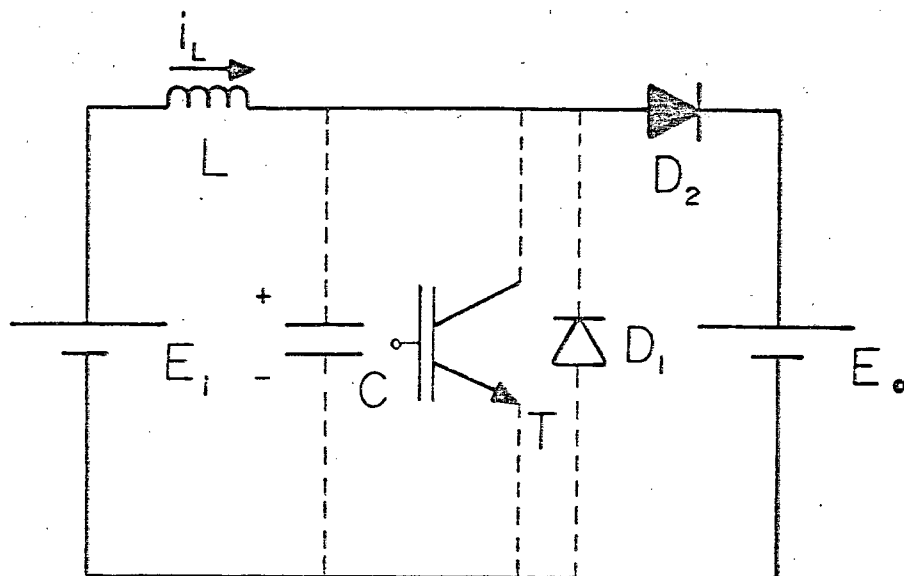


Fig. 2.5 - 3ª Sequência de funcionamento da estrutura 1.

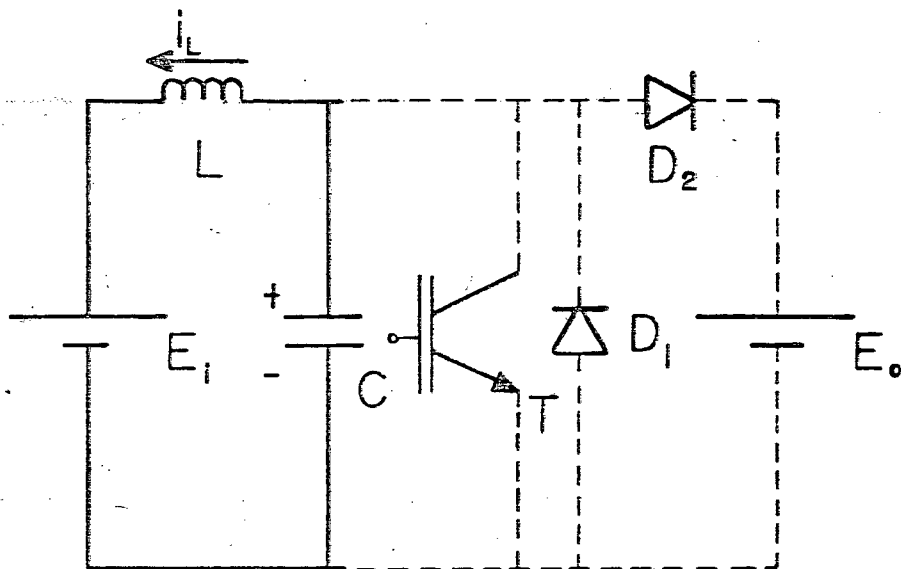


Fig. 2.6 - 4ª Sequência de funcionamento da estrutura 1.

O indutor começa a se descarregar linearmente através do diodo D_1 . Quando sua corrente se anula, no tempo $t=T_5$, o diodo se extingue. O indutor voltará a se carregar, pois o transistor já estava habilitado a conduzir em $t=T_4$. Está encerrado um ciclo de operação.

Esta seqüência é ilustrada pela figura 2.7.

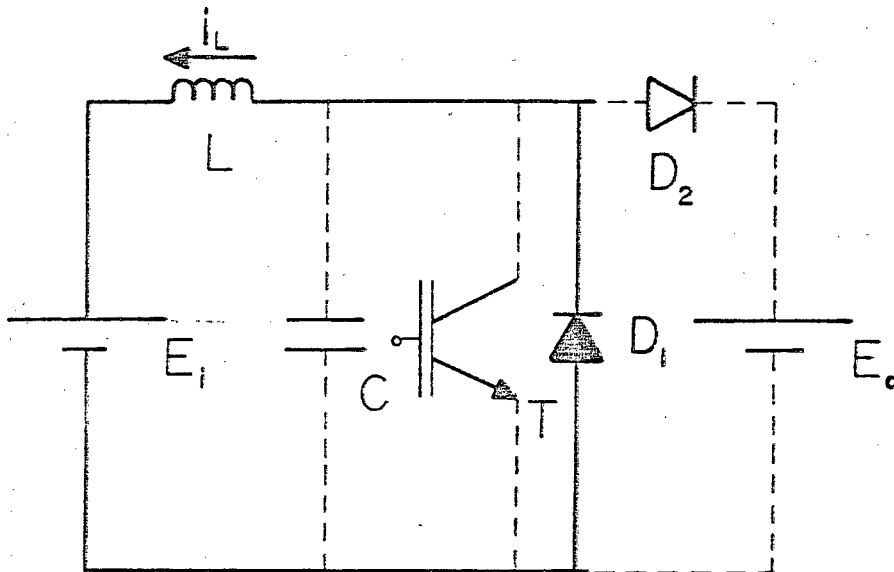


Fig. 2.7 - 5ª Seqüência de funcionamento da estrutura 1.

Durante os dois últimos estágios a energia armazenada no indutor é devolvida a fonte E_i .

2.3.2- Representação no plano de fase:

O plano de fase representa a tensão no capacitor C versus a corrente no indutor L multiplicada pela impedância característica do circuito ressonante, Z_n , sendo:

$$Z_n = \sqrt{L/C} \quad (2.1)$$

Na figura 2.8 são apresentados os planos de fase para as três estruturas bidirecionais. Observe que os planos de fase diferem entre si apenas pela posição relativa do eixo $i_L \cdot Z_n$.

2.3.3 - Formas de onda:

Observa-se na figura 2.9 as correntes e tensões de interesse da estrutura 1, para um ciclo de funcionamento. Nas figuras 2.10 e 2.11 apresenta-se, para as estruturas 2 e 3, respectivamente, as formas de onda que divergem das apresentadas para a estrutura 1.

2.3.4 - Análise matemática :

A análise matemática de cada seqüência é dada a seguir.

2.3.4.1 - 1.^a Seqüência, $[T_0, T_1]$:

A corrente no indutor L , em um tempo t, são dadas por:

$$i_L = \frac{E_i}{L} \cdot t \quad (2.2)$$

A tensão no capacitor é dada por:

Estrutura 1:

$$v_c = 0 \quad (2.3a)$$

Estrutura 2:

$$v_c = -E_i \quad (2.3b)$$

Estrutura 3:

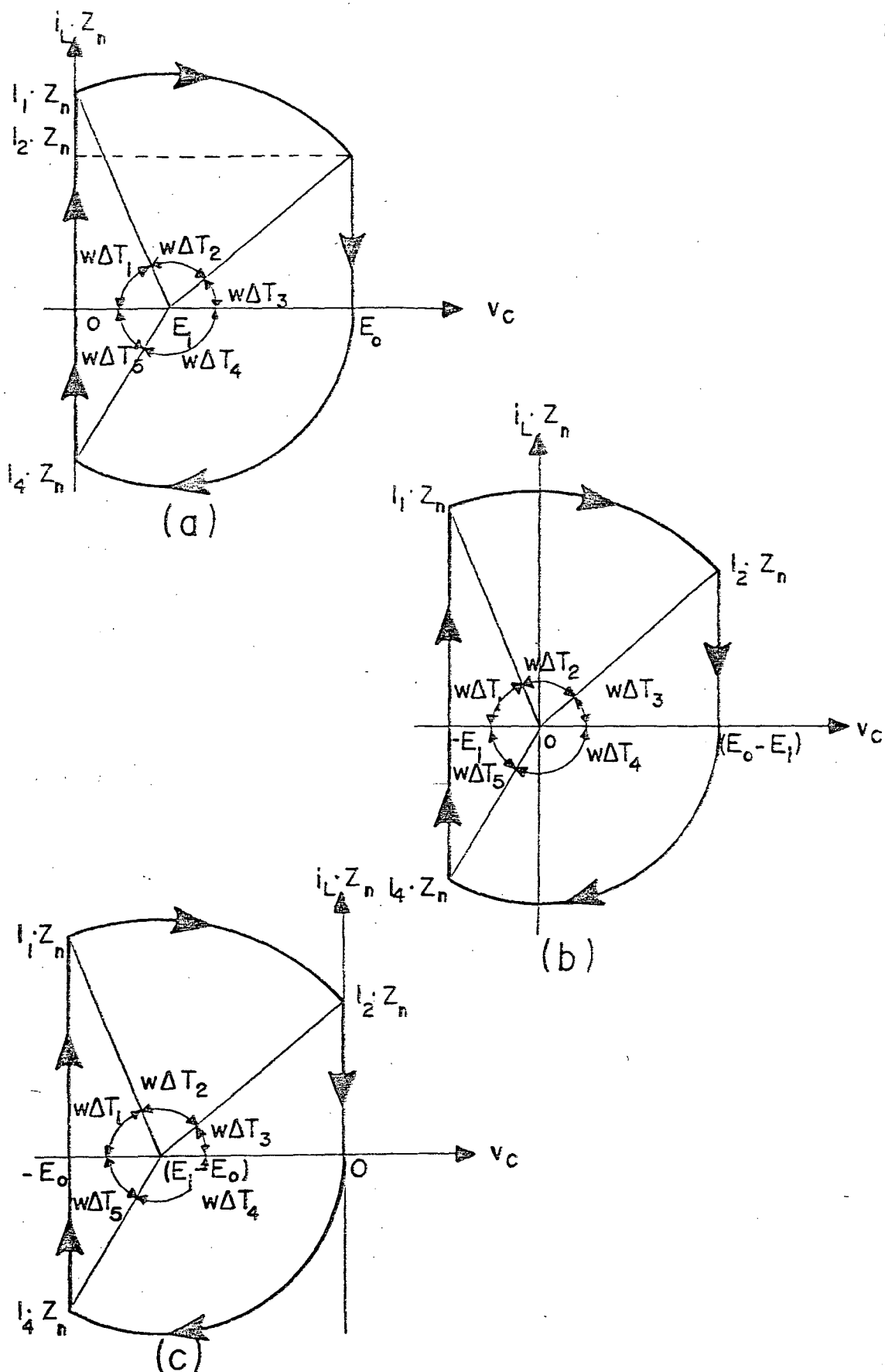


Fig. 2.8 - Planos de fase para as estruturas bidirecionais em corrente:

(a) estrutura 1, (b) estrutura 2 e (c) estrutura 3.

$$v_c = -E_o$$

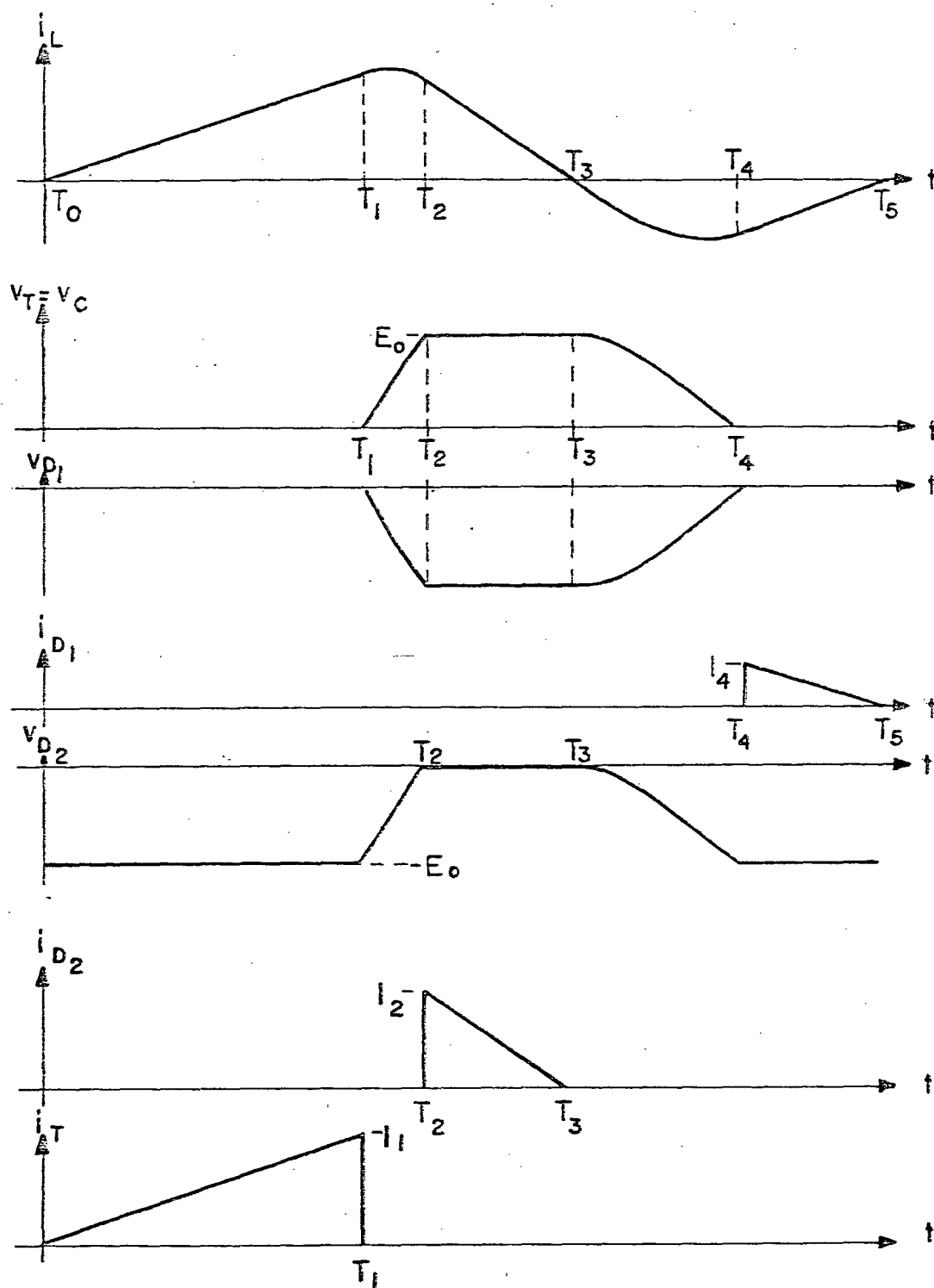


Fig. 2.9 - Formas de onda de interesse da estrutura 1.

A duração deste estágio, ΔT_1 , pode ser obtida de (2.2) fazendo-se $i_L(\Delta T_1) = I_1$. Assim:

$$\Delta T_1 = \frac{L \cdot I_1}{E_i} \quad (2.4)$$

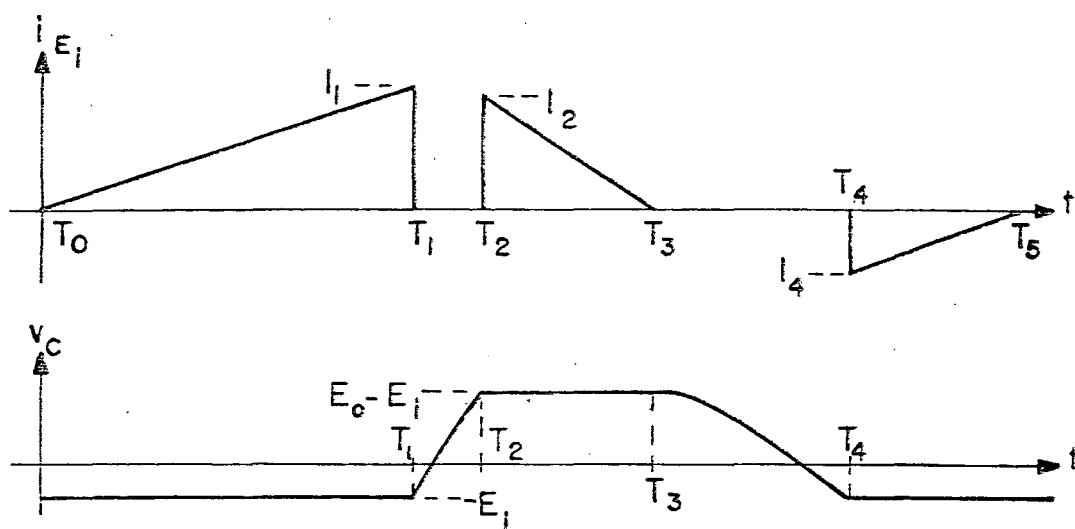


Fig. 2.10 - Formas de onda de interesse da estrutura 2

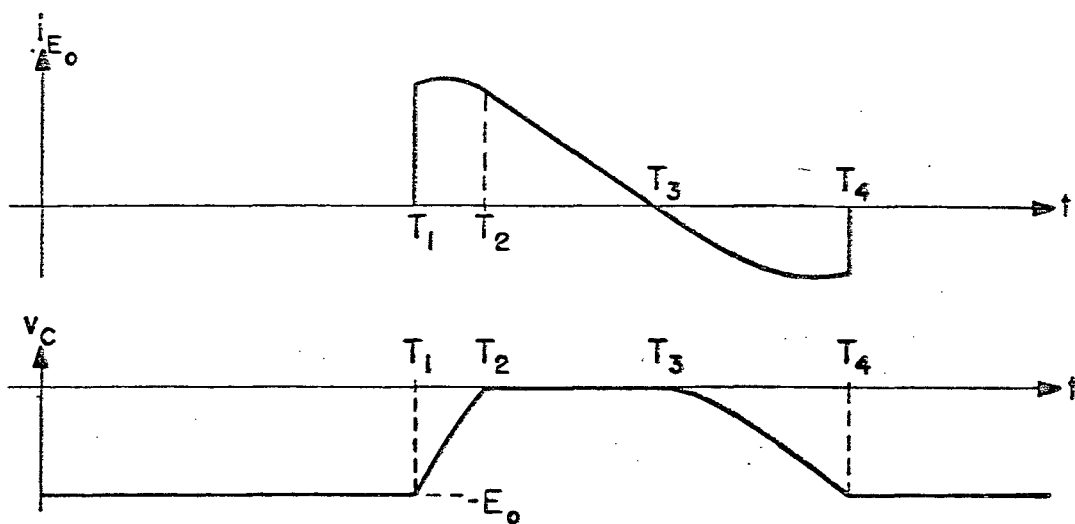


Fig. 2.11 - Formas de onda de interesse da estrutura 3.

2.3.4.2 - 2.^a Seqüência, $[T_1, T_2]$:

A tensão no capacitor é dada por:

Estrutura 1:

$$v_c = E_i - E_i \cdot \cos \omega t + I_1 \cdot Z_n \cdot \sin \omega t \quad (2.5a)$$

Estrutura 2:

$$v_c = I_1 \cdot Z_n \cdot \sin \omega t - E_i \cdot \cos \omega t \quad (2.5a)$$

Estrutura 3:

$$v_c = E_i \cdot (1 - \cos \omega t) + I_1 \cdot Z_n \cdot \sin \omega t - E_o \quad (2.5c)$$

onde:

$$\omega = 1 / \sqrt{L \cdot C} \quad (2.6)$$

A corrente no indutor é governada por:

$$i_L = I_s \cdot \sin \omega t + I_1 \cdot \cos \omega t \quad (2.7)$$

onde:

$$I_s = E_i / Z_n \quad (2.8)$$

A duração desta seqüência, ΔT_2 , pode ser obtida de (2.5a) fazendo-se

$v_c(\Delta T_2) = E_o$. Assim:

$$E_o = E_i - E_i \cdot \cos \omega \Delta T_2 + I_1 \cdot Z_n \cdot \sin \omega \Delta T_2 \quad (2.9)$$

Dividindo a expressão (2.9) por E_i , obtém-se:

$$\beta = 1 - x + \alpha \cdot \sqrt{1 - x^2} \quad (2.10)$$

onde:

$$\beta = E_o / E_i \quad (2.11)$$

$$\alpha = I_1 \cdot Z_n / E_i \quad (2.12)$$

$$x = \cos \omega \Delta T_2 \quad (2.13)$$

Operando (2.10), tem-se:

$$x = \frac{-\beta + 1 + \sqrt{(\beta-1)^2 - (1-\alpha^2) \cdot [(\beta-1)^2 - \alpha^2]}}{(1+\alpha)^2} \quad (2.14)$$

De (2.13) obtém-se:

$$\Delta T_2 = \frac{\cos^{-1} x}{\omega} \quad (2.15)$$

No tempo T_2 , $i_L(\Delta T_2) = I_2$. Substituindo-se esta condição em (2.7) tem-se:

$$I_2 = I_s \cdot \sqrt{1 - x^2} + I_1 \cdot x \quad (2.16)$$

2.3.4.3 - 3ª Sequência, $[T_2, T_3]$:

A corrente no indutor L é governada por:

$$i_L = I_2 - \frac{(E_o - E_i)}{L} \cdot t \quad (2.17)$$

A tensão no capacitor C é descrita por :

Estrutura 1:

$$v_c = E_o \quad (2.18a)$$

Estrutura 2:

$$v_c = (E_o - E_i) \quad (2.18b)$$

Estrutura 3:

$$v_c = 0 \quad (2.18c)$$

A duração desta sequência, ΔT_3 , pode ser obtida de (2.17) fazendo-se $i_L(\Delta T_3) = 0$. Assim:

$$\Delta T_3 = \frac{I_2 \cdot L}{(E_o - E_i)} \quad (2.19)$$

E, substituindo (2.16) em (2.19), obtém-se:

$$\Delta T_3 = \frac{\sqrt{1-x^2} + \alpha \cdot x}{(\beta-1) \cdot \omega} \quad (2.20)$$

2.3.4.4 - 4ª Sequência, $[T_3, T_4]$:

A tensão no capacitor C é governada pelas equações:

Estrutura 1:

$$v_c = (E_o - E_i) \cdot \cos \omega t + E_i \quad (2.21a)$$

Estrutura 2:

$$v_c = (E_o - E_i) \cdot \cos \omega t \quad (2.21b)$$

Estrutura 3:

$$v_c = (E_i - E_o) \cdot (1 - \cos \omega t) \quad (2.21c)$$

A corrente no indutor L é dada por:

$$i_L = \frac{(E_i - E_o)}{Z_n} \cdot \sin \omega t \quad (2.22)$$

A duração desta etapa, ΔT_4 , é obtida substituindo a condição $v_c(\Delta T_4) = 0$ em (2.21a). Assim:

$$\Delta T_4 = \frac{\cos^{-1}[1/(1-\beta)]}{\omega} \quad (2.23)$$

Em $t = T_4$, $i_L(\Delta T_4) = I_4$. Substituindo esta condição em (2.22), tem-se:

$$I_4 = \frac{(E_i - E_o)}{Z_n} \cdot \sqrt{1 - \cos^2 \omega \Delta T_4} \quad (2.24)$$

De (2.23) é óbvio que:

$$\cos \omega \Delta T_4 = \frac{1}{1-\beta} \quad (2.25)$$

Assim, substituindo (2.25) em (2.24), obtém-se:

$$I_4 = -I_s \cdot \sqrt{\beta \cdot (\beta - 2)} \quad (2.26)$$

2.3.4.5 - 5ª Sequência, $[T_4, T_5]$:

A corrente no indutor L e a tensão no capacitor C são representadas por:

$$i_L = I_4 + \frac{E_i}{L} \cdot t \quad (2.27)$$

$$v_C = 0 \quad (2.28)$$

Substituindo $i_L(\Delta T_5) = 0$ em (2.27), obtém-se a duração desta sequência:

$$\Delta T_5 = -\frac{I_4 \cdot L}{E_i} \quad (2.29)$$

Substituindo (2.26) em (2.29), obtém-se:

$$\Delta T_5 = \frac{\sqrt{\beta \cdot (\beta - 2)}}{\omega} \quad (2.30)$$

2.3.4.6 - Cálculo do período de operação T_s :

$$T_s = \Delta T_1 + \Delta T_2 + \Delta T_3 + \Delta T_4 + \Delta T_5 \quad (2.31)$$

Substituindo (2.4), (2.15), (2.20), (2.23) e (2.30) em (2.31), obtém-se:

$$T_s = \frac{L \cdot I_1}{E_i} + \frac{\cos^{-1} x}{\omega} + \frac{\sqrt{1-x^2} + \alpha \cdot x}{(\beta-1)\omega} + \frac{\cos^{-1}[1/(1-\beta)]}{\omega} + \frac{\sqrt{\beta \cdot (\beta-2)}}{\omega} \quad (2.32)$$

2.3.5 - Condição para transferência de energia:

Do diagrama de fase da figura 2.8(a) observa-se que para um dado tempo de condução do transistor, ΔT_1 , o máximo valor de E_o para que seja transferida energia para a carga é dado por:

$$E_{o\max} = E_i + \sqrt{E_i^2 + (I_1 \cdot Z_n)^2} \quad (2.33)$$

Assim:

$$E_o < E_i + \sqrt{E_i^2 + (I_1 \cdot Z_n)^2} \quad (2.34)$$

Dividindo-se a expressão acima por E_i , obtém-se a condição para transferência de energia:

$$\beta < 1 + \sqrt{1+\alpha^2} \quad (2.35)$$

O plano de fase da figura 2.12 apresenta a situação na qual esta restrição não é obedecida.

2.3.6 - Condição para comutação natural:

Observa-se, a partir do plano de fase da figura 2.8(a), que para a

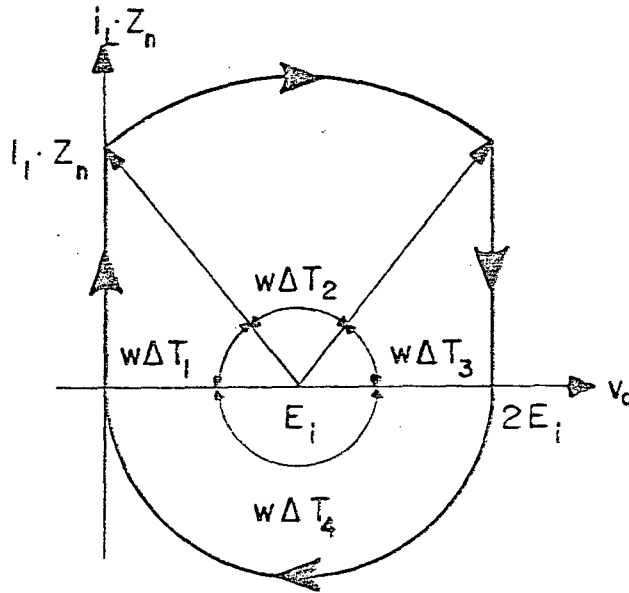


Fig. 2.13 - Plano de fase para a estrutura 1. para $\beta = 2$.

2.3.7 - Corrente média na saída:

Supondo $P_i = P_o$, tem-se:

$$I_i = \beta \cdot I_o \quad (2.38)$$

A corrente média na entrada, obtida por inspeção da figura 2.9(a), é dada por:

$$I_i = \frac{1}{T_s} \left[\frac{E_i \cdot \Delta T_1^2}{2 \cdot L} + \int_0^{\Delta T_2} \left[\frac{E_i}{Z_n} \cdot \sin \omega t + I_i \cdot \cos \omega t \right] dt + \int_0^{\Delta T_4} \frac{(E_i - E_o)}{Z_n} \cdot \sin \omega t dt + \frac{I_4 \cdot \Delta T_s}{2} \right] + I_o \quad (2.39)$$

Resolvendo-se a equação (2.39), obtém-se:

$$I_i = \frac{C \cdot E_i}{T_s} \cdot \left[\frac{\alpha^2}{2} + (1-x) + \alpha \cdot \sqrt{1-x^2} + \frac{I_o \cdot T_s}{C \cdot E_i} - \beta - \frac{\beta \cdot (\beta-2)}{2} \right] \quad (2.40)$$

Porém, pela equação (2.10):

$$(1-x) + \alpha \cdot \sqrt{1-x^2} - \beta = 0 \quad (2.41)$$

Assim:

$$I_i = \frac{C \cdot E_i}{T_s} \cdot \left[\frac{\alpha^2}{2} + \frac{I_o \cdot T_s}{C \cdot E_i} - \frac{\beta \cdot (\beta-2)}{2} \right] \quad (2.42)$$

Substituindo (2.38) em (2.42) e isolando-se I_o , obtém-se:

$$I_o = \frac{C \cdot E_i}{T_s} \cdot \left[\frac{2 \cdot \beta + \alpha^2 - \beta^2}{2 \cdot (\beta-1)} \right] \quad (2.43)$$

que é a expressão para a corrente na saída.

2.3.8 - Ábacos para projeto:

2.3.8.1 - Frequência normalizada μ :

Dividindo-se (2.32) por \sqrt{LC} e rearranjando, obtém-se:

$$\omega \cdot T_s = \alpha \cdot \left[1 + \frac{x}{\beta-1} \right] + \cos^{-1} x + \frac{\sqrt{1-x^2}}{\beta-1} + \cos^{-1} [1/(1-\beta)] + \sqrt{\beta \cdot (\beta-2)} \quad (2.44)$$

Mas, de (2.10):

$$\frac{\sqrt{1-x^2}}{\beta-1} = \frac{1}{\alpha} \cdot \left[1 + \frac{x}{\beta-1} \right] \quad (2.45)$$

Substituindo (2.45) em (2.44) e rearranjando, obtém-se:

$$\omega \cdot T_s = \left[\frac{\alpha^2 + 1}{\alpha} \right] \cdot \left[1 + \frac{x}{\beta - 1} \right] + \cos^{-1} x + \cos^{-1} [1/(1-\beta)] + \sqrt{\beta \cdot (\beta - 2)} \quad (2.46)$$

Porém:

$$\mu = \frac{F_s}{F_r} \quad (2.47)$$

onde:

$$F_s = 1/T_s \quad (2.48)$$

$$F_r = \omega/2\pi \quad (2.49)$$

Assim:

$$\omega \cdot T_s = 2\pi/\mu \quad (2.50)$$

Finalmente, substituindo (2.50) em (2.46) e isolando μ , obtém-se:

$$\mu = \frac{2 \cdot \pi}{\left[\frac{\alpha^2 + 1}{\alpha} \right] \cdot \left[1 + \frac{x}{\beta - 1} \right] + \cos^{-1} x + \cos^{-1} [1/(1-\beta)] + \sqrt{\beta \cdot (\beta - 2)}} \quad (2.51)$$

que é a expressão para a frequência normalizada μ em função de α e β .

2.3.8.2 - Potência de saída normalizada P_o^* :

Multiplicando-se (2.43) por β/I_s , obtém-se:

$$i_o^* \cdot \beta = \frac{\beta}{\omega \cdot T_s} \cdot \left[\frac{2 \cdot \beta + \alpha^2 - \beta^2}{2 \cdot (\beta - 1)} \right] \quad (2.52)$$

Assim:

$$P_o^* = \frac{\mu \cdot \beta \cdot (2 \cdot \beta + \alpha^2 - \beta^2)}{4 \cdot \pi \cdot (\beta - 1)} \quad (2.53)$$

A frequência e a potência de saída normalizadas, plotadas em função de α , tendo β como parâmetro, são apresentadas nas figuras 2.14 e 2.15.

2.3.9 - Correntes médias e eficazes normalizadas nos componentes:

2.3.9.1 - Transistor:

2.3.9.1.1 - Corrente média:

$$i_{Tmed} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta T_1}{T_s} \cdot I_1 \quad (2.54)$$

Porém:

$$\Delta T_1 = \alpha / \omega \quad (2.55)$$

Substituindo (2.55) em (2.54) e dividindo por I_s , obtém-se:

$$i_{Tmed}^* = \frac{\mu \cdot \alpha^2}{4 \cdot \pi} \quad (2.56)$$

2.3.9.1.2 - Corrente eficaz:

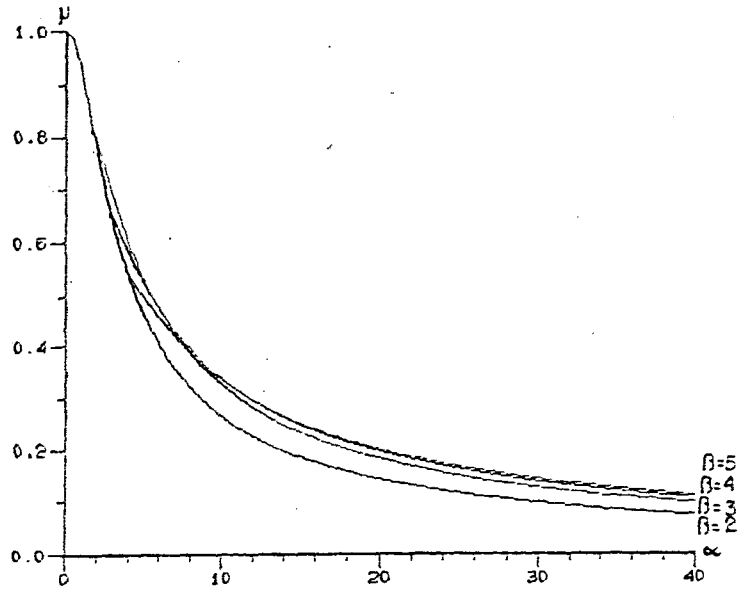


Fig. 2.14 - Frequência normalizada μ em função de α tendo β como parâmetro.

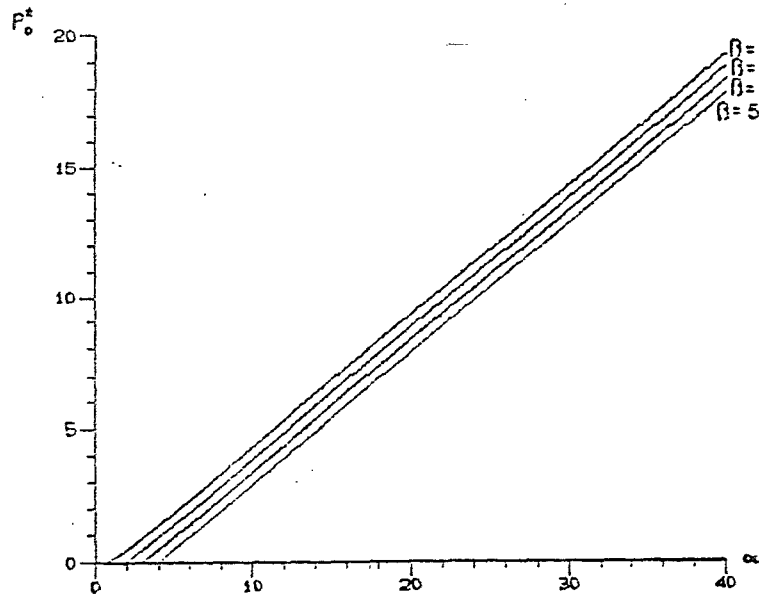


Fig. 2.15 - Potência de saída normalizada P_o^* em função de α e β .

$$i_{\text{Trms}} = \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot \sqrt{\frac{\Delta T_1}{T_S}} \cdot I_1 \quad (2.57)$$

Substituindo (2.55) em (2.57) e dividindo por I_s , obtém-se:

$$i_{Trms}^* = \sqrt{\frac{\mu \cdot \alpha^3}{6 \cdot \Pi}} \quad (2.58)$$

2.3.9.2 - Diodo D_1 :

2.3.9.2.1 - Corrente média:

$$i_{D1med} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta T_s}{T_s} \cdot I_4 \quad (2.59)$$

Substituindo (2.26) e (2.30) em (2.59), e, dividindo por I_s , resulta:

$$i_{D1med}^* = \frac{\mu \cdot \beta \cdot (\beta - 2)}{4\Pi} \quad (2.60)$$

2.3.9.2.2 - Corrente eficaz:

$$i_{D1rms} = \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot \sqrt{\frac{\Delta T_s}{T_s}} \cdot I_4 \quad (2.61)$$

Realizando em (2.61) a mesma transformação aplicada à (2.59), resulta:

$$i_{D1rms}^* = \sqrt{\frac{\mu}{6\Pi}} \cdot \sqrt[4]{[\beta \cdot (\beta - 2)]^3} \quad (2.62)$$

2.3.9.3 - Diodo D_2 :

2.3.9.3.1 - Corrente média:

Como $i_{D2med} = I_o$, a corrente média em D_2 normalizada é obtida dividindo-se (2.43) por I_s :

$$i_{D2med}^* = \frac{\mu \cdot (2\beta + \alpha^2 - \beta^2)}{4\pi \cdot (\beta - 1)} \quad (2.63)$$

✓

2.3.9.3.2 - Corrente eficaz:

$$i_{D2rms} = \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot \sqrt{\frac{\Delta T_3}{T_s}} \cdot I_2 \quad (2.64)$$

Substituindo (2.16) e (2.20) em (2.64) e dividindo por I_s , obtém-se:

$$i_{D2rms}^* = \sqrt{\frac{\mu \cdot (\sqrt{1-x^2} + \alpha \cdot x)^3}{6\pi \cdot (\beta - 1)}} \quad (2.65)$$

As correntes médias e eficazes normalizadas dos componentes são plotadas em função de α e apresentadas nas figuras 2.16, 2.17, 2.18, 2.19, 2.20 e 2.21.

2.3.10 - Corrente eficaz normalizada no capacitor ressonante:

$$i_{Crms}^2 = \frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{\Delta T_2} (I_s \cdot \sin \omega t + I_1 \cdot \cos \omega t)^2 dt + \int_0^{\Delta T_4} \left(\frac{E_i - E_o}{Z_n} \right)^2 \cdot \sin^2 \omega t dt \right] \quad (2.66)$$

Resolvendo (2.66) e normalizando:

$$i_{Crms}^* = \sqrt{\frac{\mu}{4 \cdot \pi} \cdot \left[(\alpha^2 + 1) \cdot \cos^{-1} x + (\alpha^2 - 1) \cdot \sqrt{1-x^2} \cdot x + 2\alpha \cdot (1-x^2) + \right.} \\ \left. + (\beta - 1)^2 \cdot \left[\cos^{-1} \frac{1}{1-\beta} + \frac{\sqrt{\beta \cdot (\beta - 2)}}{(1-\beta)^2} \right] \right]} \quad (2.67)$$

A expressão (2.67) é plotada em função de α e β e apresentada na figura 2.22.

2.4 - Estruturas unidirecionais:

2.4.1 - Sequências de funcionamento:

Aplicando o mesmo critério adotado para as estruturas bidirecionais, será descrito o funcionamento de apenas uma das estruturas unidirecionais.

A descrição seguinte resume a operação da estrutura 5 para um período de operação.

2.4.1.1 - 1ª Sequência, $[T_0, T_1]$:

Apresentam-se como condições iniciais:

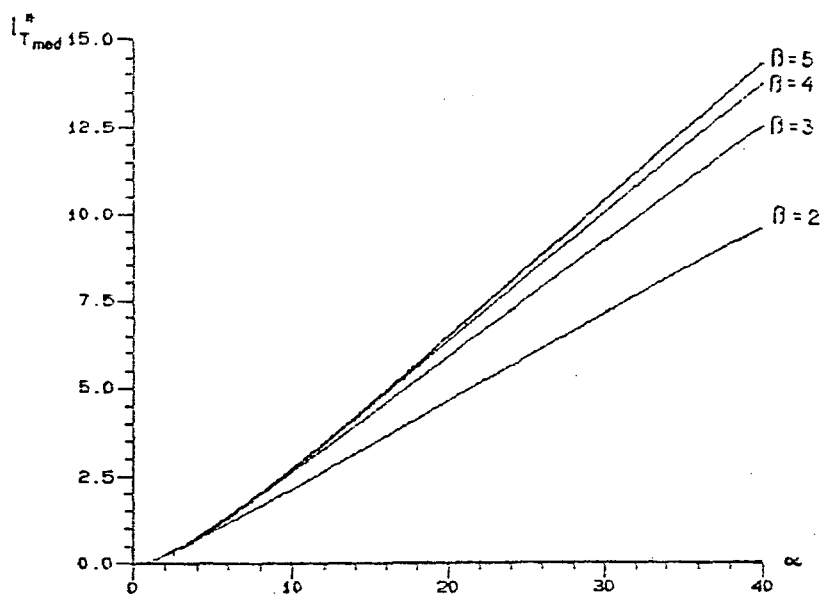


Fig. 2.16 - Corrente média normalizada no transistor em função de α tendo β como parâmetro.

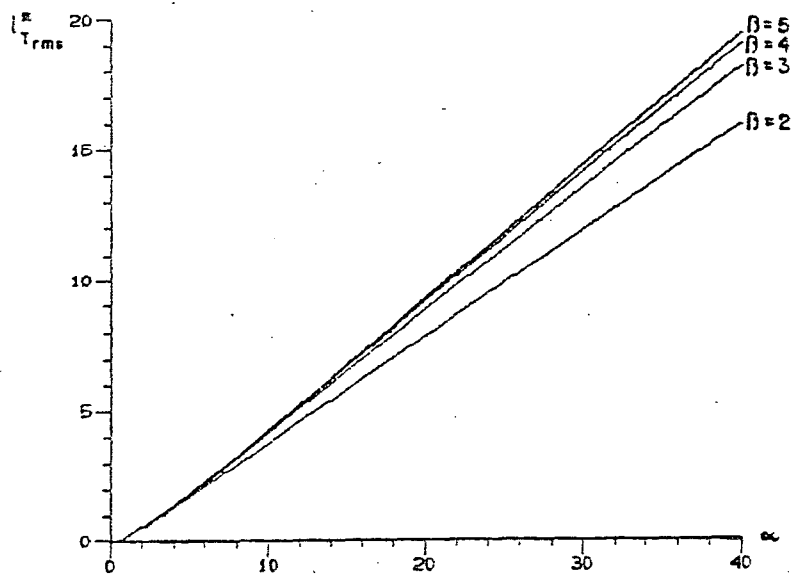


Fig. 2.17 - Corrente eficaz normalizada no transistor em função de α e β .

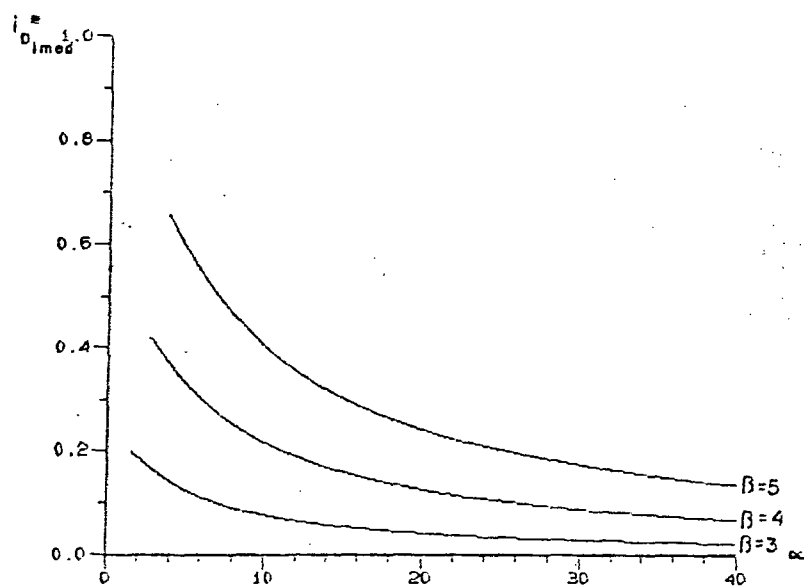


Fig. 2.18 - Corrente média normalizada no diodo D_1 em função de α tendo β como parâmetro.

$$v_c = -E_1 \quad e$$

$$i_L = I_0$$

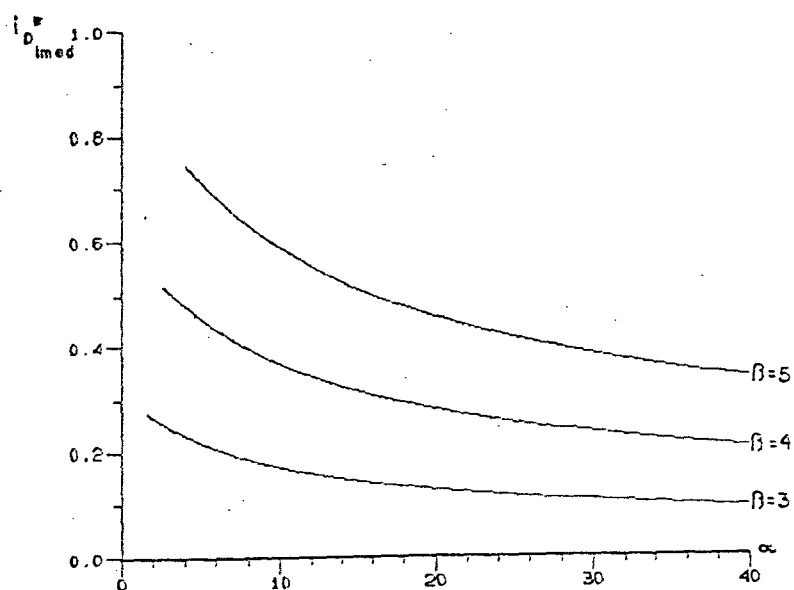


Fig. 2.19 - Corrente eficaz normalizada no diodo D_1 em função de α e β .

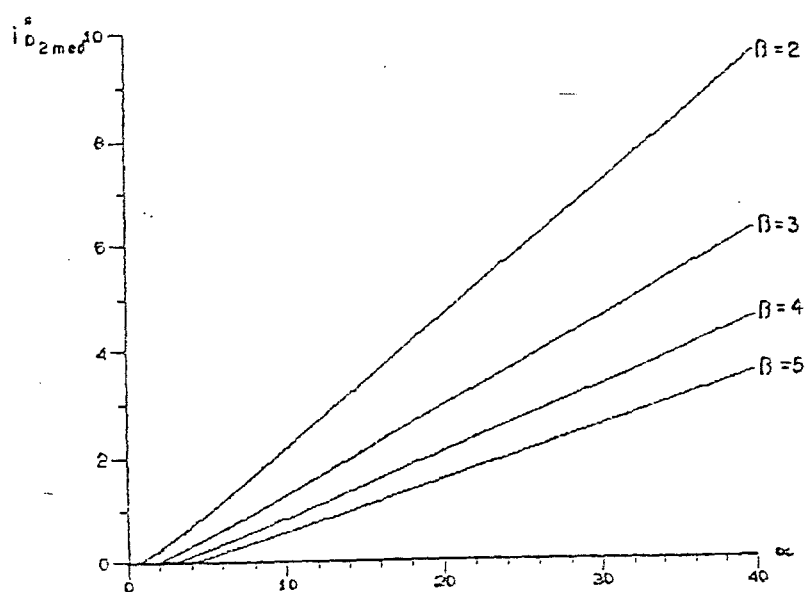


Fig. 2.20 - Corrente média normalizada no diodo de saída D_2 em função de α e β .

O transistor entra em condução e a corrente no indutor L passa a evoluir linearmente. Durante esta etapa a tensão no capacitor C fica grampeada no

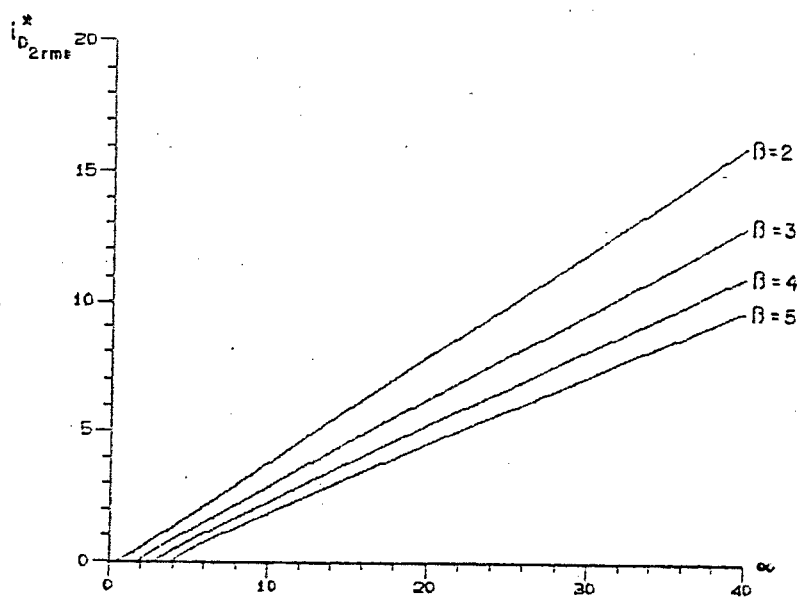


Fig. 2.21 - Corrente eficaz normalizada no diodo D_2 em função de α tendo β como parâmetro.

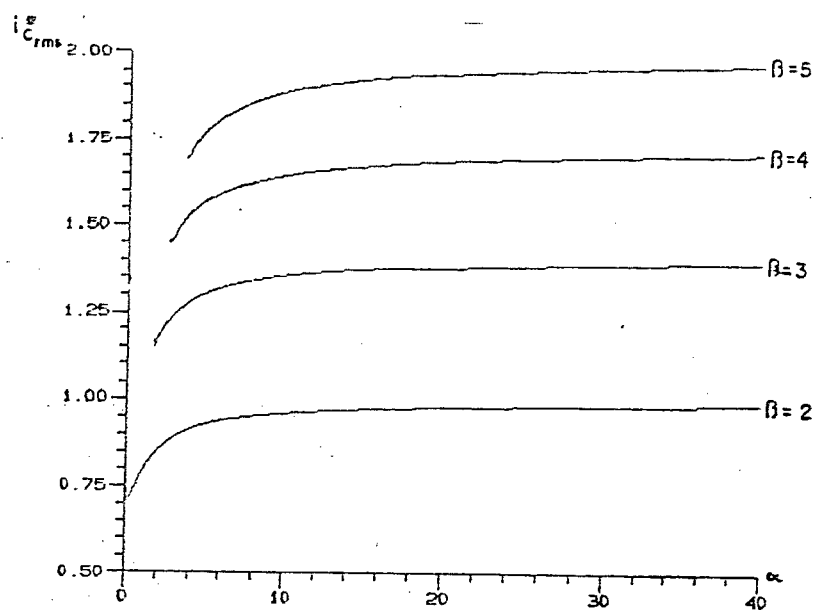


Fig. 2.22 - Corrente eficaz normalizada no capacitor ressonante em função de α e β .

valor $-E_1$.

A figura 2.23 ilustra a esta sequência.

2.4.1.2 - 2.^a Sequência, $[T_1, T_2]$:

Esta etapa tem início no tempo T_1 , quando a corrente no indutor, i_L , atinge o nível I_1 , o transistor é bloqueado e a tensão no capacitor C passa a evoluir senoidalmente. Esta etapa termina quando a tensão v_C alcança o valor $(E_o - E_i)$.

Esta sequência é ilustrada pela 2.24.

2.4.3.3 - 3.^a Sequência, $[T_2, T_3]$:

Inicia com a entrada em condução do diodo de saída D_2 . O indutor começa a desmagnetizar-se através do diodo D_2 . Quando a corrente no indutor se anula, em $t=T_3$, D_2 extingue. Durante esta etapa a tensão no capacitor fica grampeada no valor $(E_o - E_i)$.

A figura 2.25 ilustra esta sequência.

2.4.3.4 - 4.^a Sequência, $[T_3, T_4]$:

Com a extinção de D_2 em $t=T_3$, a tensão no capacitor C e a corrente no indutor L passam a evoluir senoidalmente. A corrente no indutor inverte de sentido, alcança um valor máximo, volta a anular-se ($t=(T_3+T_4)/2$) e atinge, em $t=T_4$, o valor inicial I_0' , momento em que o transistor volta a conduzir. Neste momento a tensão no capacitor é $-E_i$.

Esta etapa é ilustrada nas figuras 2.26 e 2.27.

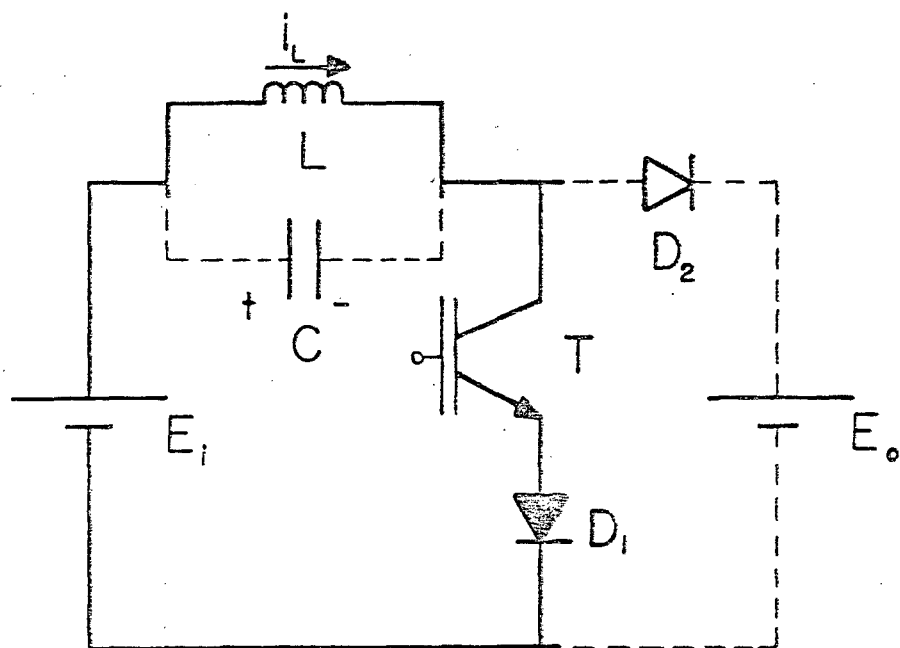


Fig. 2.23 - 1.^a Seqüência de funcionamento da estrutura 5.

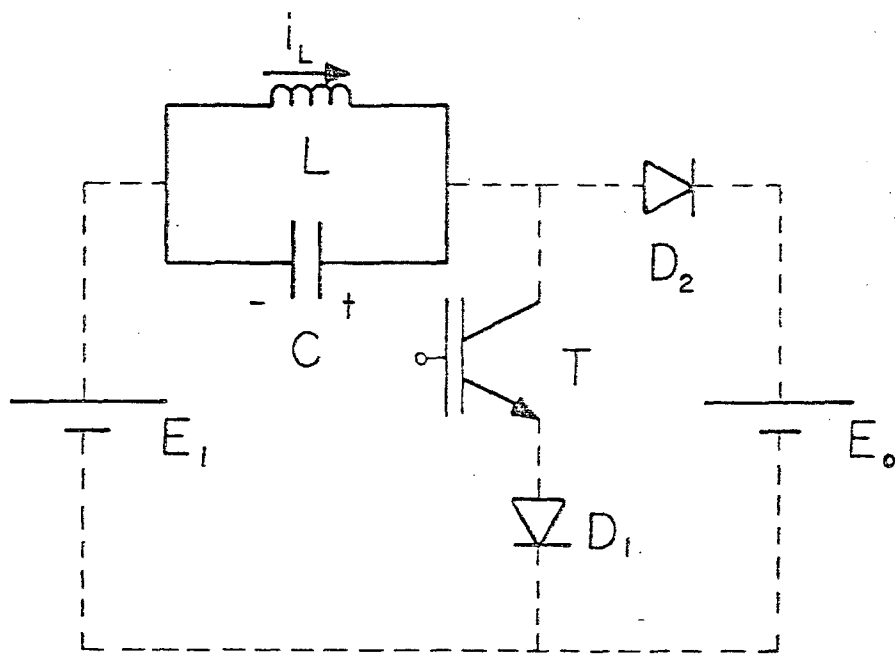


Fig. 2.24 - 2.^a Seqüência de funcionamento da estrutura 5.

2.4.2 - Representação no plano de fase:

Na figura 2.28 são apresentados os planos de fase para as três estruturas

unidirecionais. Observe que os planos de fase diferem entre si apenas pela posição relativa do eixo $i_L \cdot Z_n$.

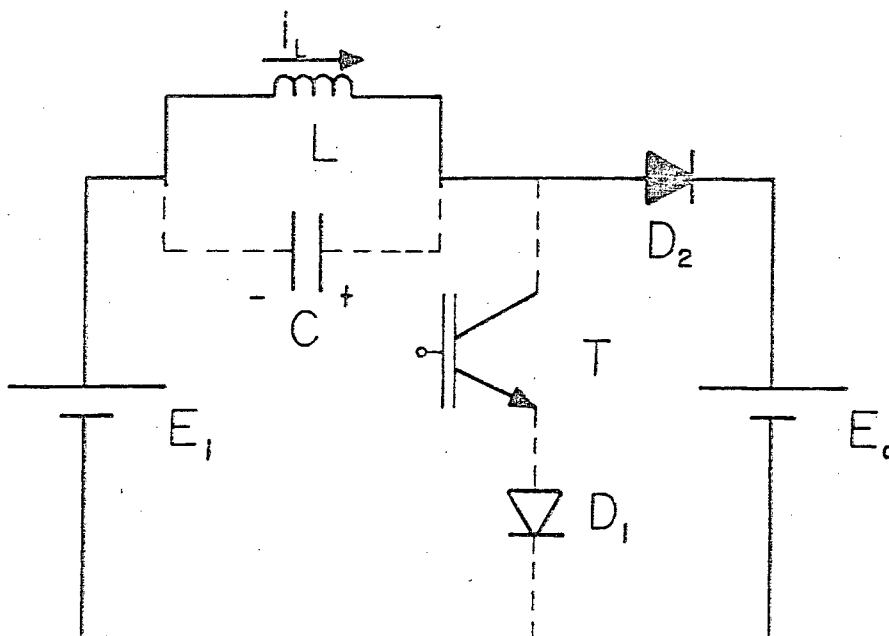


Fig.2.25 - 3.^a Sequência de funcionamento da estrutura 5.

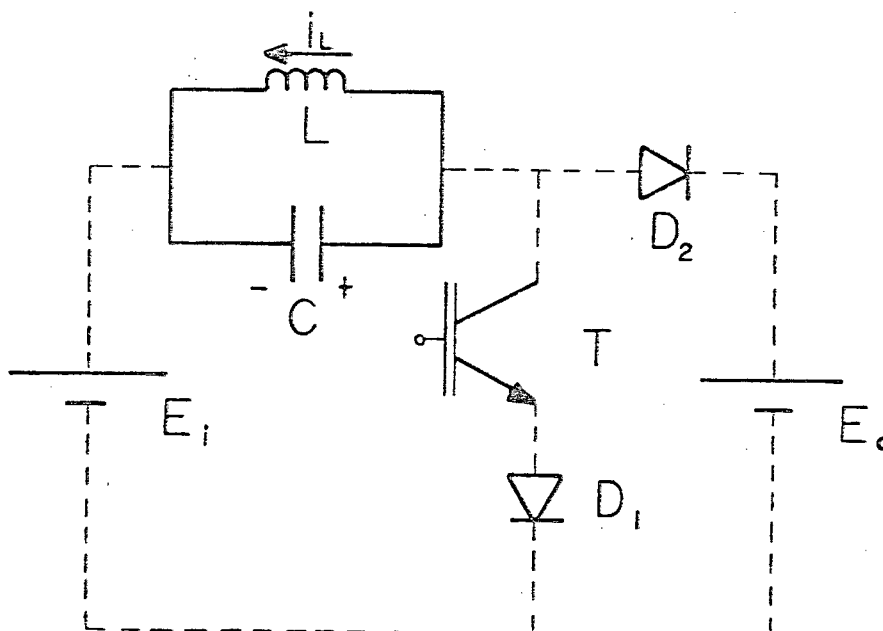


Fig. 2.26 - 4.^a Sequência de funcionamento da estrutura 5, intervalo $[T_3, (T_x + T_4)/2]$.

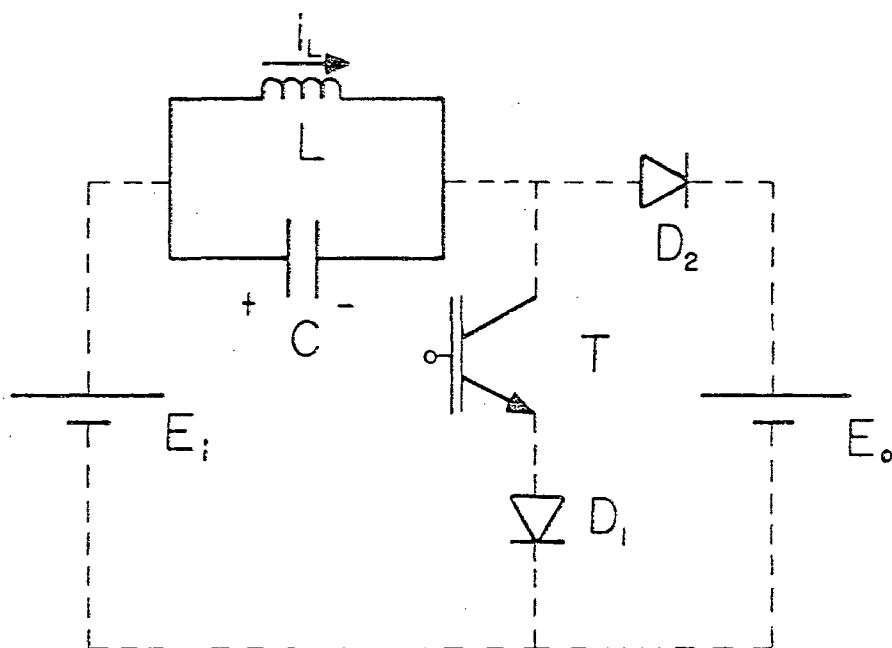


Fig. 2.27 - 4.^a Seqüência de funcionamento da estrutura 5, intervalo $[(T_x + T_4)/2, T_4]$.

2.4.3 - Formas de onda:

As formas de onda de interesse da estrutura 4 são ilustradas na figura 2.29. Nas figuras 2.30 e 2.31 apresenta-se, para as estruturas 5 e 6, respectivamente, apenas as formas de onda que divergem das apresentadas para a estrutura 4.

2.4.4 - Análise matemática:

A análise matemática de cada seqüência é apresentada a seguir.

2.4.4.1 - 1.^a Seqüência, $[T_0, T_1]$:

A corrente no indutor L, em um dado tempo t, é dada por:

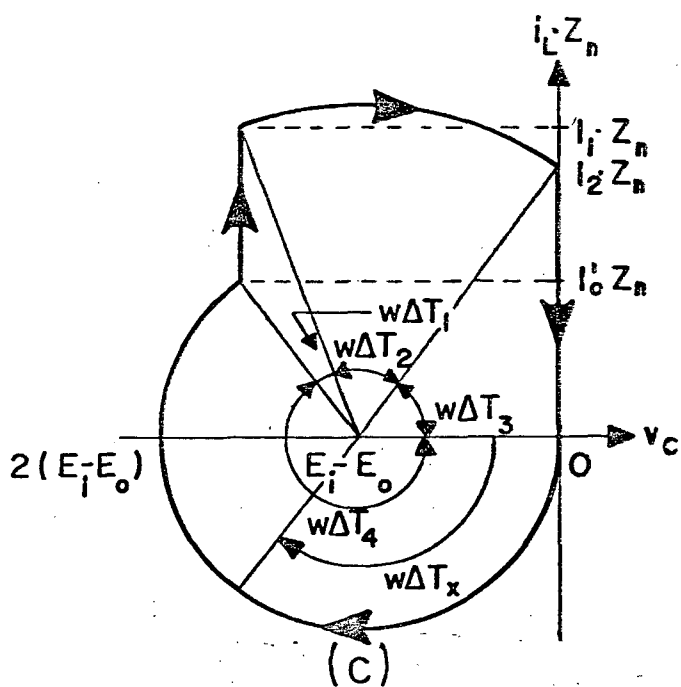
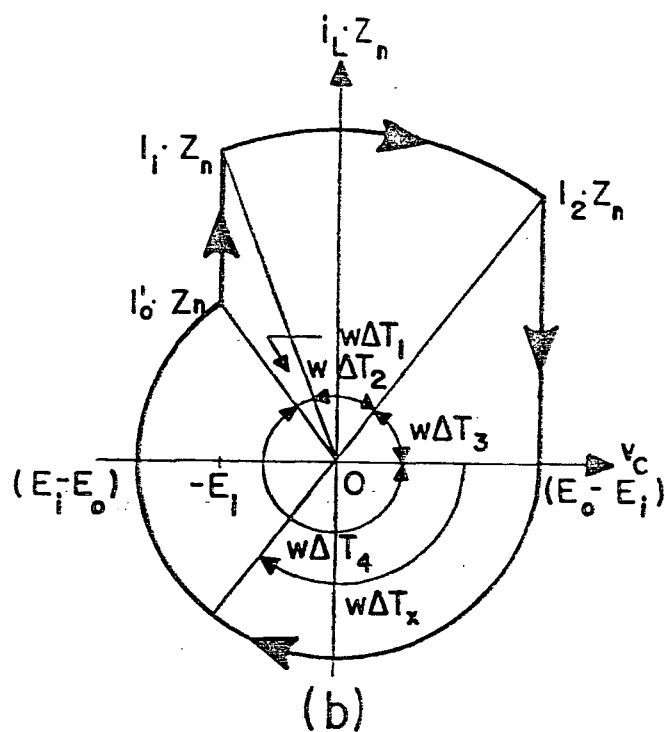
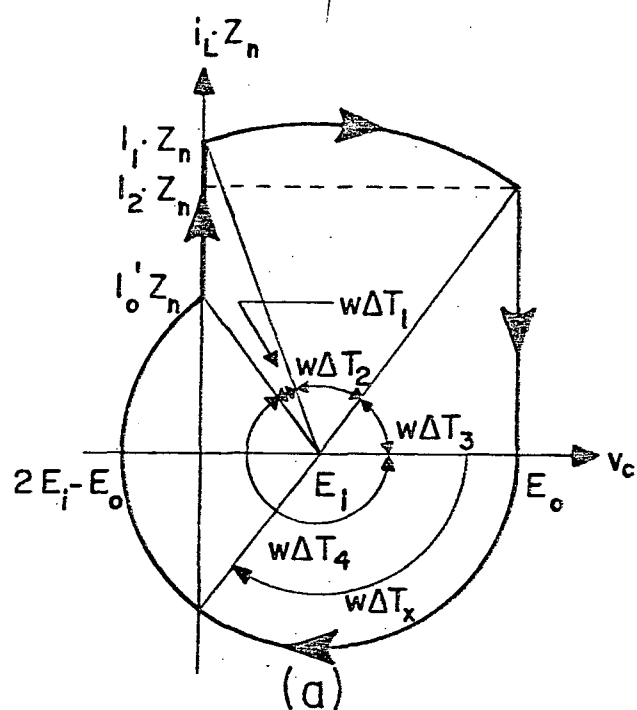


Fig. 2.28 - Planos de fase para as estruturas unidirecionais em corrente:

(a)estrutura 4, (b)estrutura 5 e (c)estrutura 6.

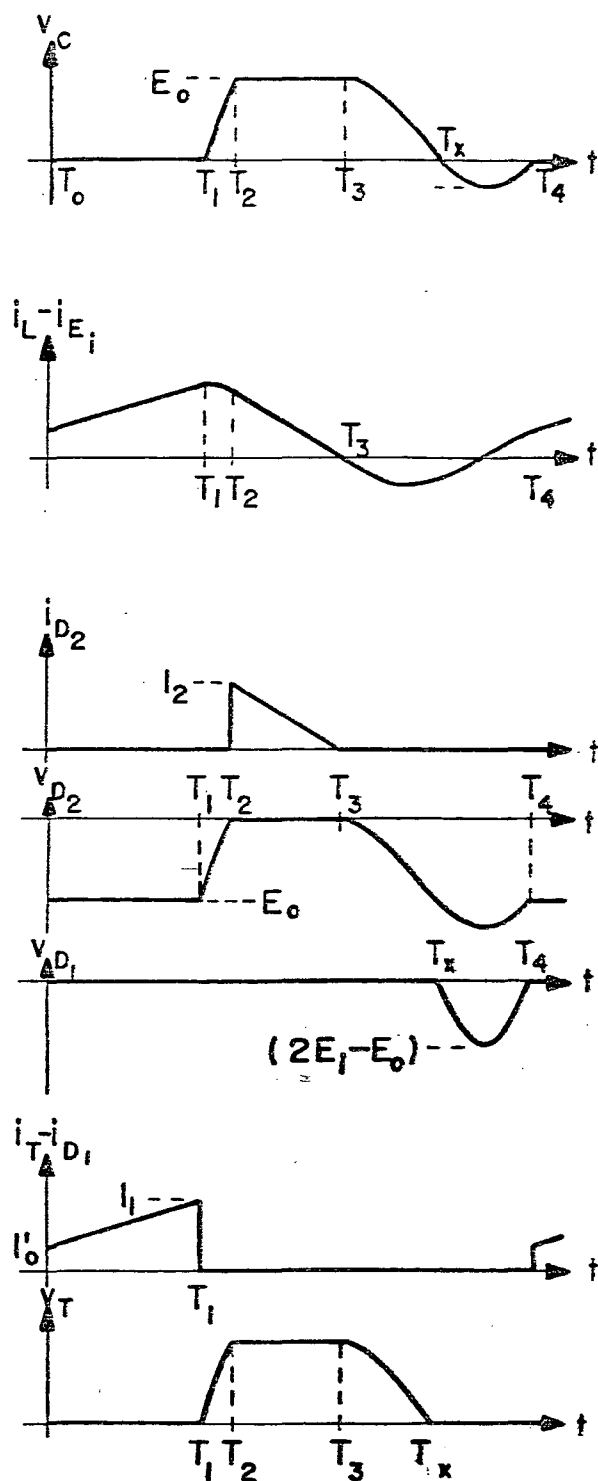


Fig. 2.29 - Formas de onda de interesse para a estrutura 4.

$$i_L = I'_0 - \frac{E_1}{L} \cdot t$$

(2.68)

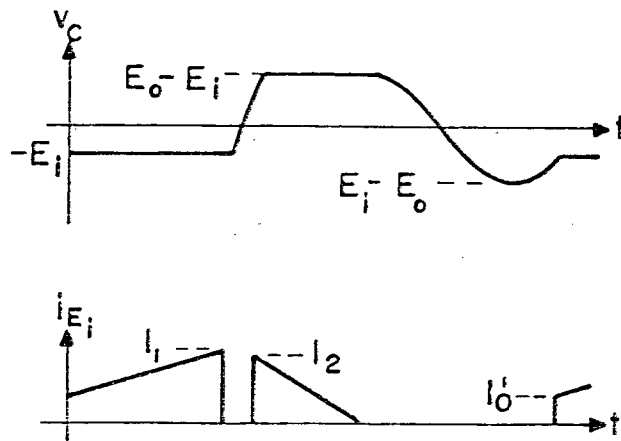


Fig. 2.30 - Formas de onda de interesse para a estrutura 5.

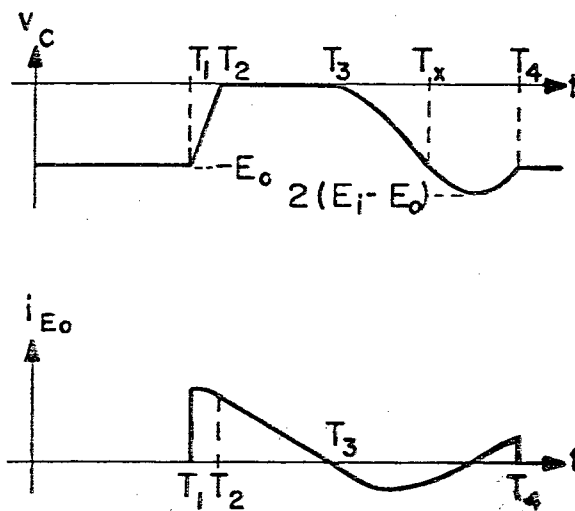


Fig. 2.31 - Formas de onda de interesse para a estrutura 6.

A tensão no capacitor C é dada por:

Estrutura 4:

$$v_C = 0$$

(2.69a)

Estrutura 5:

$$v_c = -E_i \quad (2.69b)$$

Estrutura 6:

$$v_c = -E_o \quad (2.69c)$$

A duração desta seqüência, ΔT_1 , pode ser obtida de (2.68) com a condição $i_L(\Delta T_1) = I_1$. Assim:

$$\Delta T_1 = \frac{(I_1 - I_o) \cdot L}{E_i} \quad (2.70)$$

2.4.4.2 - 2ª Seqüência, $[T_1, T_2]$:

O estudo analítico desta seqüência é idêntico ao apresentado na seção 2.3.4.2.

2.4.4.3 - 3ª Seqüência, $[T_2, T_3]$:

A análise realizada na seção 2.3.4.3 é válida para esta seqüência.

2.4.4.4 - 4ª Seqüência, $[T_2, T_3]$:

A tensão no capacitor, para um dado t , é dada por:

Estrutura 4:

$$v_c = (E_o - E_i) \cdot \cos \omega t + E_i \quad (2.71a)$$

Estrutura 5:

$$v_c = (E_o - E_i) \cdot \cos \omega t \quad (2.71b)$$

Estrutura 6:

$$v_c = (E_i - E_o) \cdot (1 - \cos \omega t) \quad (2.71c)$$

A corrente no indutor é dada por:

$$i_L = \frac{(E_i - E_o)}{Z_n} \cdot \sin \omega t \quad (2.72)$$

A duração desta etapa, ΔT_4 , por inspeção na figura 2.28, é dada por:

$$\Delta T_4 = \frac{2\pi}{\omega} - \Delta T_x \quad (2.73)$$

O intervalo ΔT_x é obtido substituindo a condição $v_c(\Delta T_x) = 0$ em (2.71a).

Assim:

$$\Delta T_x = \frac{\cos^{-1}[1/(1-\beta)]}{\omega} \quad (2.74)$$

Substituindo (2.74) em (2.73), obtém-se:

$$\Delta T_4 = \frac{2\pi - \cos^{-1}[1/(1-\beta)]}{\omega} \quad (2.75)$$

Em $t = T_4$, $i_L(\Delta T_4) = I_o$. Substituindo esta condição em (2.72), obtém-se:

$$I_0' = \frac{E_1 - E_0}{Z_n} \cdot \text{sen} \omega T_4 \quad (2.76)$$

Como:

$$\omega \Delta T_4 = -\omega \Delta T_x \quad (2.77)$$

É óbvio de (2.74) que:

$$\cos \omega \Delta T_4 = \frac{1}{1-\beta} \quad (2.78)$$

Assim:

$$\text{sen} \omega \Delta T_4 = \frac{\sqrt{\beta \cdot (\beta - 2)}}{\beta - 1} \quad (2.79)$$

Substituindo (2.79) em (2.76), obtém-se:

$$I_0' = I_s \cdot \sqrt{\beta \cdot (\beta - 2)} \quad (2.80)$$

2.4.4.5 - Cálculo do período de operação:

$$T_s = \Delta T_1 + \Delta T_2 + \Delta T_3 + \Delta T_4 \quad (2.81)$$

A partir de (2.70) nota-se que ΔT_1 depende de I_0' e I_1 . I_0' é representada pela expressão (2.80) e I_1 por:

$$I_1 = \alpha \cdot I_s \quad (2.82)$$

Substituindo (2.80) e (2.82) em (2.70), obtém-se:

$$\Delta T_1 = \frac{\alpha - \sqrt{\beta \cdot (\beta - 2)}}{\omega} \quad (2.83)$$

Assim:

$$T_s = \frac{\alpha - \sqrt{\beta \cdot (\beta - 2)} + 2\pi - \cos^{-1}[1/(1-\beta)]}{\omega} + \frac{\sqrt{1-x^2} + \alpha \cdot x}{\omega \cdot (\beta - 1)} + \frac{\cos^{-1}x}{\omega} \quad (2.84)$$

2.4.5 - Condição para transferência de energia:

Esta condição é dada pela expressão (2.35).

2.4.6 - Condição para comutação natural:

A equação (2.37) expressa a condição necessária para ocorrer comutação natural.

2.4.7 - Corrente média na saída:

A corrente média na entrada, obtida por inspeção da figura 2.29(a), é dada por:

$$I_1 = \frac{1}{T_s} \cdot \left[I_0' \cdot \Delta T_1 + \frac{E_1 \cdot \Delta T_1^2}{2L} + \int_0^{\Delta T_2} \left(\frac{E_1}{Z_n} \cdot \text{sen}\omega t + I_1 \cdot \text{cos}\omega t \right) dt + \int_0^{\Delta T_4} \left(\frac{E_1 - E_0}{Z_n} \cdot \text{sen}\omega t dt \right) \right] + I_0 \quad (2.85)$$

Resolvendo-se (2.85), obtém-se:

$$I_1 = \frac{C \cdot E_1}{T_s} \cdot \left[\frac{\alpha^2 - \beta \cdot (\beta - 2)}{2} + (1 - x) + \alpha \cdot \sqrt{1 - x^2} + \frac{I_o \cdot T_s}{C \cdot E_1} - \beta \right] \quad (2.86)$$

Substituindo-se (2.41) em (2.86), obtém-se:

$$I_1 = \frac{C \cdot E_1}{T_s} \cdot \left[\frac{\alpha^2 - \beta \cdot (\beta - 2)}{2} + \frac{I_o \cdot T_s}{C \cdot E_1} \right] \quad (2.87)$$

Finalmente, substituindo (2.38) em (2.87) e isolando-se I_o , obtém-se a expressão que representa a corrente na saída:

$$I_o = \frac{C \cdot E_1}{T_s} \cdot \left[\frac{2 \cdot \beta + \alpha^2 - \beta^2}{2 \cdot (\beta - 1)} \right] \quad (2.88)$$

2.4.8 - Ábacos para projeto:

2.4.8.1 - Frequência normalizada μ :

Multiplicando (2.84) por ω e rearranjando, obtém-se:

$$\omega \cdot T_s = \alpha \cdot \left[1 + \frac{x}{\beta - 1} \right] + \cos^{-1} x + \frac{\sqrt{1 - x^2}}{\beta - 1} + 2\pi - \cos^{-1} [1/(1 - \beta)] - \sqrt{\beta \cdot (\beta - 2)} \quad (2.89)$$

Substituindo (2.45) em (2.89) e reagrupando, obtém-se:

$$\omega \cdot T_s = \left[\frac{\alpha^2 + 1}{\alpha} \right] \cdot \left[1 + \frac{x}{\beta - 1} \right] + \cos^{-1} x + 2\pi - \cos^{-1} [1/(1 - \beta)] - \sqrt{\beta \cdot (\beta - 2)} \quad (2.90)$$

Finalmente, substituindo (2.50) em (2.90) e isolando μ , obtém-se:

$$\mu = \frac{2\pi}{2\pi + \left[\frac{\alpha^2 + 1}{\alpha} \right] \cdot \left[1 + \frac{x}{\beta - 1} \right] + \cos^{-1} x - \left[\cos^{-1} \frac{1}{1 - \beta} + \sqrt{\beta \cdot (\beta - 2)} \right]} \quad (2.91)$$

2.4.8.2 - Potência de saída normalizada P_o^* :

A expressão (2.53) representa a potência de saída normalizada.

A frequência e a potência de saída normalizadas, plotadas em função de α , tendo β como parâmetro, são apresentadas nas figura 2.32 e 2.33.

2.4.9 - Correntes médias e eficazes normalizadas nos componentes:

2.4.9.1 - Transistor:

2.4.9.1.1 - Corrente média:

$$i_{Tmed} = \frac{1}{I_S} \cdot \left[I'_0 \cdot \Delta T_1 + \frac{E_i \cdot \Delta T_1^2}{2L} \right] \quad (2.92)$$

Substituindo (2.80) e (2.83) em (2.92) e dividindo por I_S , obtém-se:

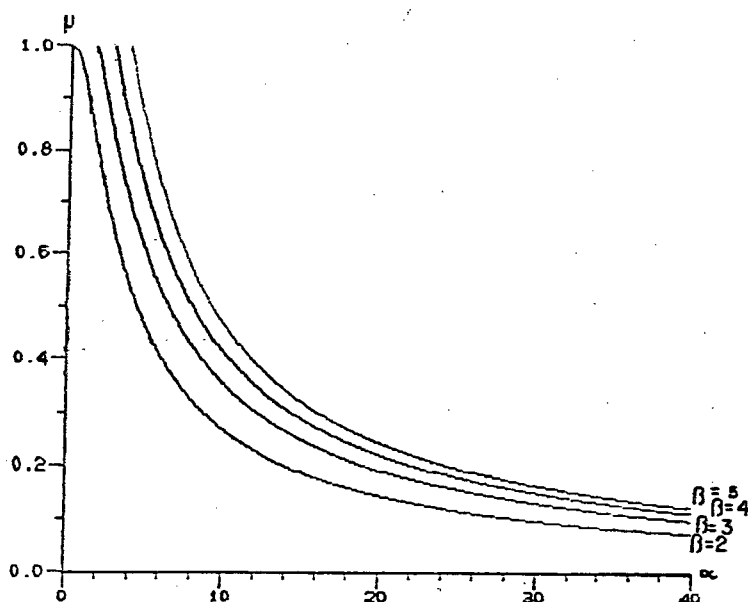


Fig. 2.32 - Frequência normalizada μ em função de α e β .

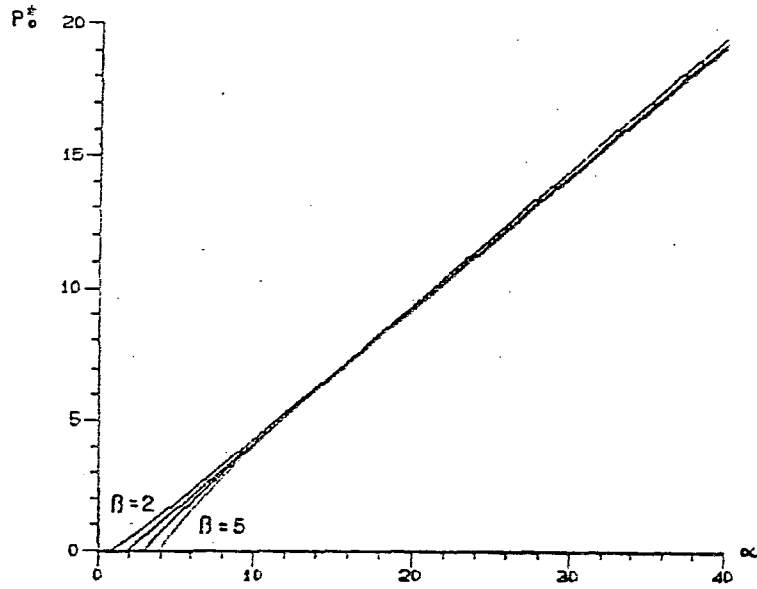


Fig. 2.33 - Potência de saída normalizada P_o^* em função de α tendo β como parâmetro.

$$i_{Tmed}^* = \frac{\mu}{4\pi} \cdot [\alpha^2 - \beta \cdot (\beta - 2)] \quad (2.93)$$

2.4.9.1.2 - Corrente eficaz:

$$i_{Trms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{\Delta T} (I_o' + E_i \cdot t/L)^2 dt} \quad (2.94)$$

Realizando em (2.94) a mesma transformação aplicada à (2.92), resulta:

$$i_{Trms}^* = \sqrt{\frac{\mu \cdot [\alpha^3 - \beta \cdot (\beta - 2) \cdot \sqrt{\beta \cdot (\beta - 2)}]}{6\pi}} \quad (2.95)$$

2.4.9.2 - Diodo D_1 :

As correntes média e eficaz normalizadas no diodo D_1 são representadas,

respectivamente, pelas expressões (2.93) e (2.95).

2.4.9.3 - Diodo D_2 :

2.4.9.3.1 - Corrente média:

A expressão (2.63) representa a corrente média normalizada no diodo de saída, sendo a frequência normalizada μ dada por (2.91).

2.4.9.3.2 - Corrente eficaz:

A corrente eficaz normalizada em D_2 é expressa pela equação (2.65), sendo a frequência normalizada μ dada por (2.91).

As correntes médias e eficazes normalizadas dos componentes são plotadas em função de α e apresentadas nas figuras 2.34, 2.35, 2.36 e 2.37.

2.4.10 - Corrente eficaz normalizada no capacitor ressonante:

Resolvendo (2.66) e normalizando:

$$i_{Crms}^* = \sqrt{\frac{\mu}{4\pi} \cdot \left[(\alpha^2 + 1) \cdot \cos^{-1} x + (\alpha^2 - 1) \cdot \sqrt{1-x^2} \cdot x + 2\alpha \cdot (1-x^2) + \right.} \\ \left. + (\beta-1)^2 \cdot \left[2\pi \cdot \cos^{-1} \frac{1}{1-\beta} - \frac{\sqrt{\beta \cdot (\beta-2)}}{(1-\beta)^2} \right] \right]} \quad (2.96)$$

A expressão (2.96) é plotada em função de α para vários β e apresentada na figura 2.38.

2.5 - Conclusões:

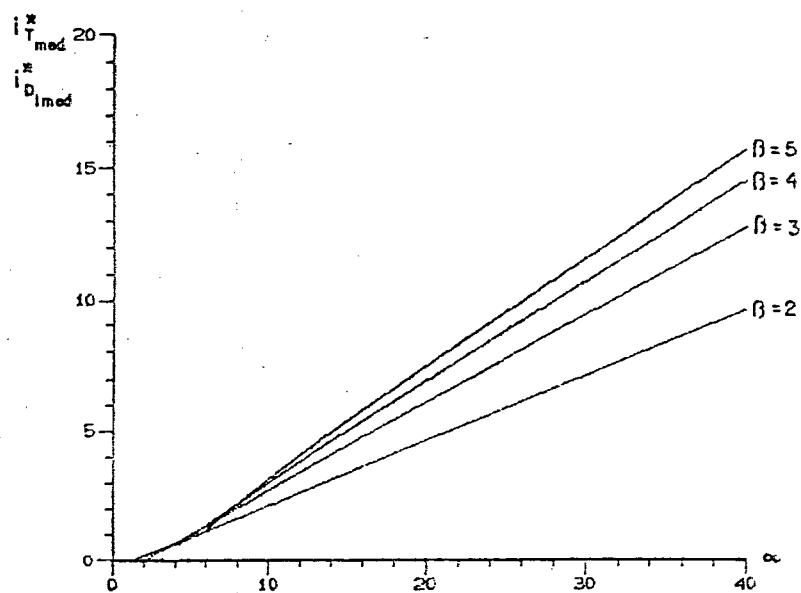


Fig. 2.34 - Correntes média normalizada no transistor e no diodo D_1 em função de α tendo β como parâmetro.

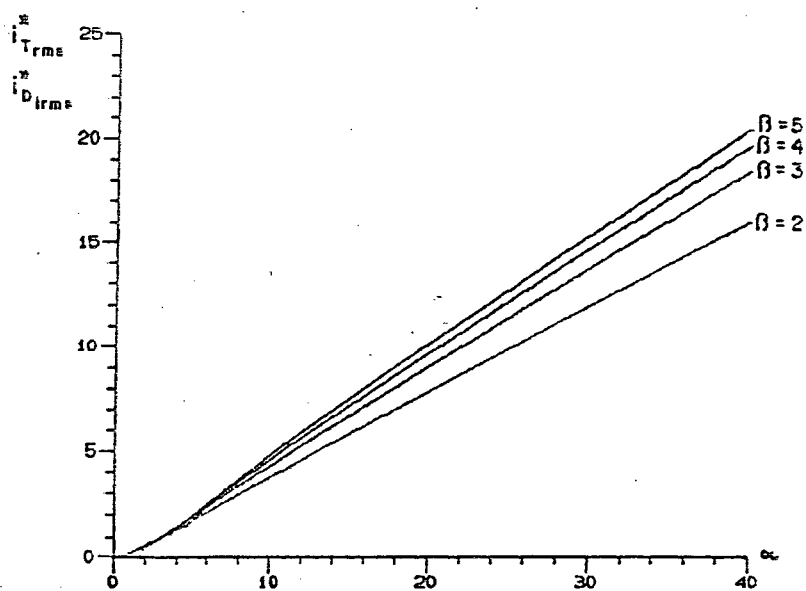


Fig. 2.35 - Correntes eficaz normalizada no transistor e no diodo D_1 em função de α e β .

Como a variável de controle é a corrente máxima no transistor, o

conversor opera com frequência variável. A mínima frequência de operação ocorre para a máxima corrente no transistor.

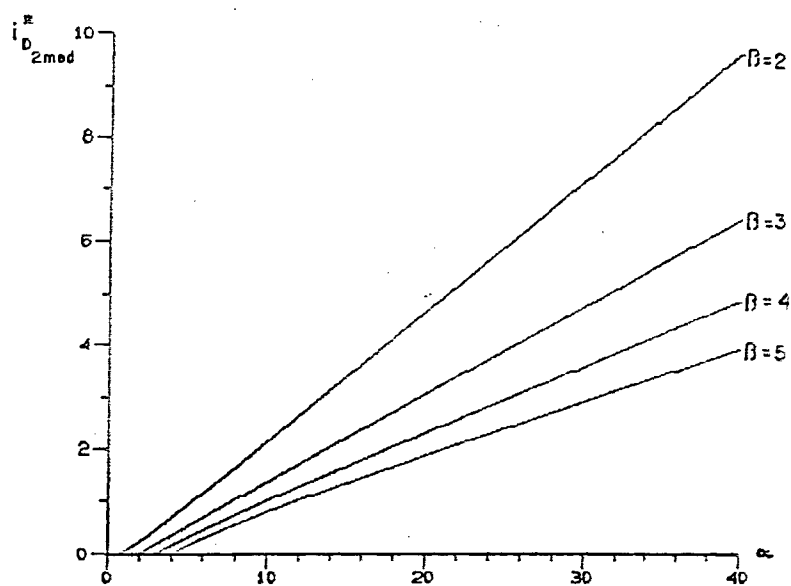


Fig. 2.36 - Corrente média normalizada no diodo de saída D_2 em função de α tendo β como parâmetro.

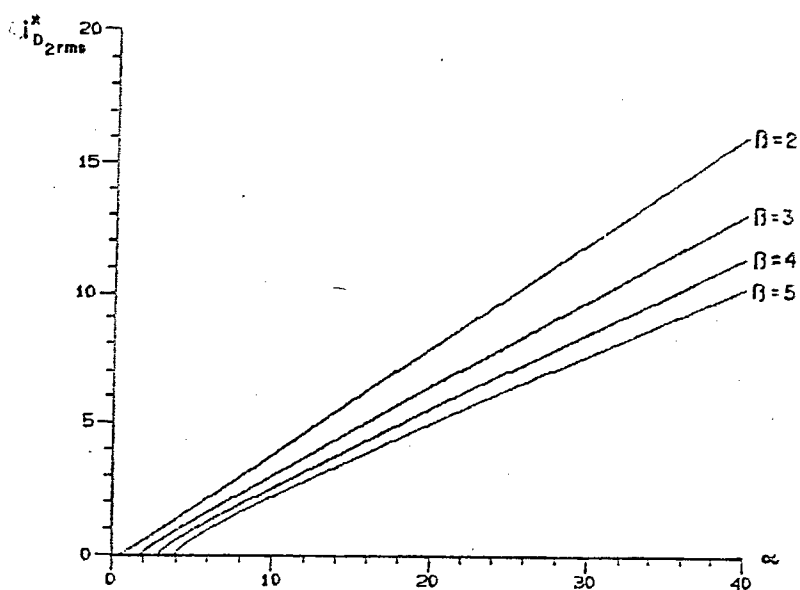


Fig. 2.37 - Corrente eficaz normalizada no diodo de saída D_2 em função de α e β .

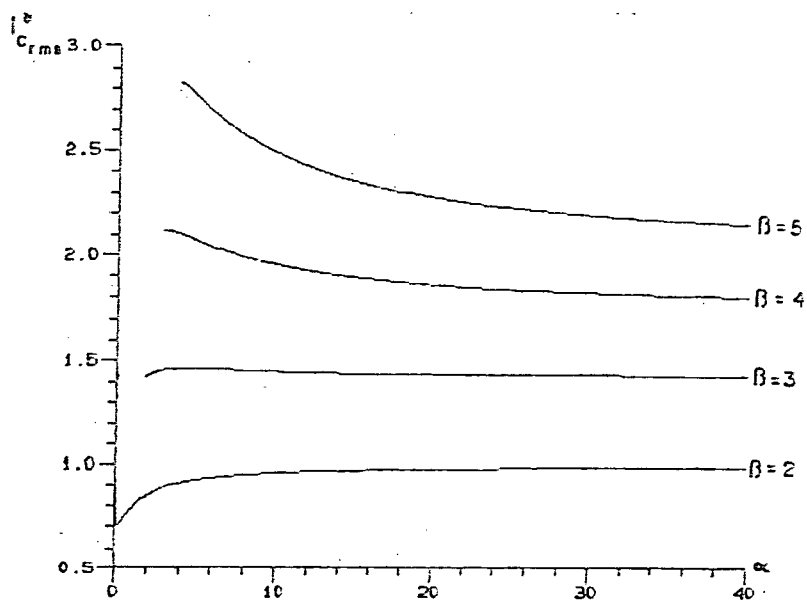


Fig. 2.38 - Corrente eficaz normalizada no capacitor ressonante em função de α e β .

No próximo capítulo será realizado o projeto de um conversor semi-ressonante utilizando os resultados analíticos obtidos.

CAPÍTULO III

PROJETO DOS CONVERSORES

3.1 - Introdução:

Neste capítulo é apresentado o procedimento para projeto dos conversores com chave unidirecional e bidirecional em corrente.

Também são apresentados resultados de simulação, que confirmam o estudo analítico realizado no capítulo anterior.

Um dos conversores com chave bidirecional é dimensionado visando a montagem de um protótipo de laboratório.

3.2 - Procedimento para projeto:

1. Conhecidos E_i , β , P_{\min} , P_{\max} , $F_{S_{\max}}$ e $I_{1\max}$, escolhe-se uma relação $F_{S_{\max}}/F_r$ e determina-se α com o auxílio do ábaco da figura 2.14 (2.32). A relação $F_{S_{\max}}/F_r$ também conduz ao conhecimento do produto $L \cdot C$.

2. Com o valor de α obtido anteriormente, entra-se no ábaco da figura 2.15 (2.33) e determina-se a relação $P_o \cdot Z_n / E_i^2$. Conhece-se agora o produto $L \cdot C$ e a razão C/L , sendo possível determinar L e C .

3. Recorrendo-se ao ábaco da figura 2.15 (2.33), para $P = P_{\max}$, determina-se o valor de α que conduzirá ao valor máximo da corrente no transistor de potência, $I_{1\max}$. Caso este valor não seja satisfatório, escolhe-se outra relação $F_{S_{\max}}/F_r$, de magnitude inferior à primeira e executa-se os passos 1, 2 e 3, até encontrar-se o valor de $I_{1\max}$ que satisfaça as especificações de projeto.

4. Com o valor de α correspondente a P_{\max} , entra-se no ábaco da figura 2.14 (2.32) e determina-se $F_{S_{\min}}$.

5. Com o auxílio dos ábacos das figuras 2.16 a 2.21 (2.34 a 2.37) determinam-se as correntes média e eficaz máximas nos componentes passivos e nos semicondutores de potência.

3.3 - Exemplo de projeto:

Nesta seção serão determinados a partir da especificação dos conversores, a magnitude dos elementos do circuito ressonante, a corrente máxima de pico no transistor, a mínima frequência de funcionamento e os valores médios e eficazes máximos de interesse.

3.3.1 - Especificação dos conversores:

-Tensão de saída: $E_o = 36 \text{ V}$;

- Tensão de entrada: $E_1 = 12 \text{ V}$;
- Faixa de potência de saída: 5 a 50 W;
- Máxima frequência de operação: $F_{S_{\max}} = 1 \text{ MHz}$;
- Corrente máxima instantânea no transistor: $I_{1\max} = 10 \text{ A}$.

3.3.2 - Conversores com chave bidirecional:

1. Seleccionando $F_{S_{\max}}/F = 0,6$, obtém-se:

$$L \cdot C = 9,12 \cdot 10^{-15} \text{ s}^{-2} \quad (a)$$

Com $\mu = 0,6$ e $\beta = 3$, da figura 2.14, $\alpha = 4,06$.

2. Para $\alpha = 4,06$ e $\beta = 3$, da figura 2.15, obtém-se $P_o^* = 0,97$. Assim:

$$L = C / 1,21 \cdot 10^{-3} \text{ H} \quad (b)$$

Substituindo (b) em (a), obtém-se:

$$C = 3,32 \text{ nF}$$

E, substituindo -se o valor de C em (a), obtém-se:

$$L = 2,76 \text{ } \mu\text{H}$$

3. Com $P_o = 50 \text{ W}$, entra-se na figura 2.15 e encontra-se $\alpha = 22,7$. Assim:

$$I_{1\max} = \alpha \cdot I_S = 9,35 \text{ A}$$

4. A frequência normalizada $\mu_{\min} = 0,17$ é obtida a partir da figura 2.14, com $\alpha = 22,7$. Assim, a frequência mínima de chaveamento é:

$$F_{\text{Smin}} = 0,17 \cdot F_r = 281,5 \text{ kHz}$$

5. Os valores médios e eficazes de interesse são apresentados na tabela 3.1.

3.3.3 - Conversores com chave unidirecional:

1. Selecionando $F_{\text{Smax}}/F_r = 0,6$, obtém-se:

$$L \cdot C = 9,12 \cdot 10^{-15} \text{ s}^{-2} \quad (\text{a})$$

Com $\mu = 0,6$ e $\beta = 3$, da figura 2.32, $\alpha = 5,0$.

2. Para $\alpha = 5,0$ e $\beta = 3$, da figura 2.33, obtém-se $P_0^* = 1,55$. Assim:

$$L = C / 501,82 \cdot 10^{-6} \quad (\text{b})$$

Substituindo (b) em (a), obtém-se:

$$C = 2,14 \text{ } \mu\text{F}$$

E, substituindo-se o valor de C em (a), obtém-se:

$$L = 4,26 \text{ } \mu\text{H}$$

3. Com $P_o = 50 \text{ W}$, entra-se na figura 2.33 e encontra-se $\alpha = 33,5$. Assim:

$$I_{1\max} = \alpha \cdot I_s = 8,67 \text{ A}$$

4. A frequência normalizada $\mu_{\min} = 0,12$ é obtida a partir da figura 2.32, com $\alpha = 33,5$. Assim, a frequência mínima de chaveamento é:

$$F_{S\min} = 0,12 \cdot F_r = 200 \text{ kHz}$$

5. Os valores médios e eficazes de interesse são apresentados na tabela 3.2.

3.4 - Resultados de simulação:

Resultados típicos de simulação para os circuitos das figuras 3.1 e 3.2 foram obtidos, respectivamente, para a mínima e máxima frequência de operação. As figuras 3.3 e 3.4 mostram, a tensão no capacitor ressonante, a corrente no indutor ressonante, a tensão e a corrente nos dispositivos semicondutores.

3.5 - Dimensionamento de um conversor:

Será dimensionado o conversor com chave bidirecional em corrente cujo capacitor está em paralelo com a chave, ou seja, a estrutura 1.

Optou-se por uma estrutura com chave bidirecional porque a eficiência dos conversores com chave unidirecional é comprometida pelos seguintes motivos:

- Quando colocado em série com o MOSFET, o diodo D_1 impede que a capacitância de junção do transistor descarregue-se no final 4.^a sequência. Assim, a energia armazenada na junção será dissipada internamente após o

Estrutura			
Correntes máximas	1	2	3
Corrente média no transistor (A)	2,75	2,75	2,75
Corrente eficaz no transistor (A)	4,10	4,10	4,10
Corrente média no diodo D_1 (mA)	15,14	15,14	15,14
Corrente eficaz no diodo D_1 (mA)	87,86	87,86	87,86
Corrente média no diodo D_2 (A)	1,36	1,36	1,36
Corrente eficaz no diodo D_2 (A)	2,88	2,88	2,88
Corrente eficaz no capacitor C(A)	0,56	0,56	0,56
Corrente média na entrada (A)	4,08	4,08	4,08
Corrente eficaz na entrada (A)	4,95	4,89	4,95
Corrente eficaz na saída (A)	2,84	2,84	2,86

Tabela 3.1 - Correntes médias e eficazes de interesse para os conversores com chave bidirecional.

Estrutura			
Correntes máximas	4	5	6
Corrente média no transistor (A)	2,75	2,75	2,75
Corrente eficaz no transistor (A)	4,00	4,00	4,00
Corrente média no diodo D_1 (A)	2,75	2,75	2,75
Corrente eficaz no diodo D_1 (A)	4,00	4,00	4,00
Corrente média no diodo D_2 (A)	1,39	1,39	1,39
Corrente eficaz no diodo D_2 (A)	2,84	2,84	2,84
Corrente eficaz no capacitor C(A)	0,35	0,35	0,35
Corrente média na entrada (A)	4,17	4,17	4,17
Corrente eficaz na entrada (A)	4,92	4,91	4,92
Corrente eficaz na saída (A)	2,84	2,84	2,86

Tabela 3.2 - Correntes médias e eficazes de interesse para os conversores com chave unidirecional.

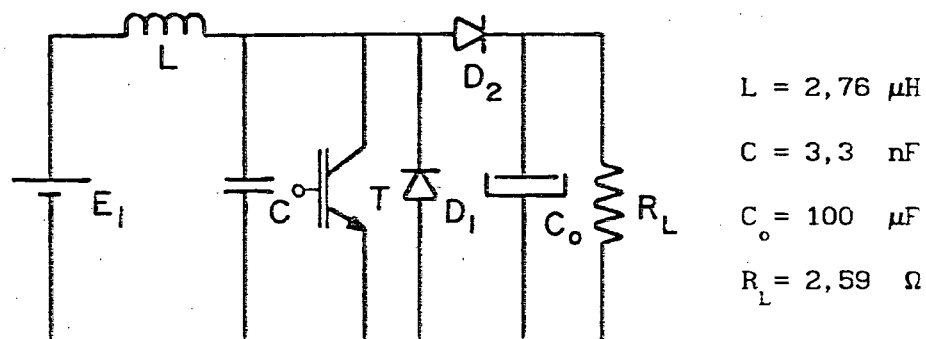


Fig. 3.1 - Conversor boost semi-ressonante bidirecional em corrente simulado numericamente.

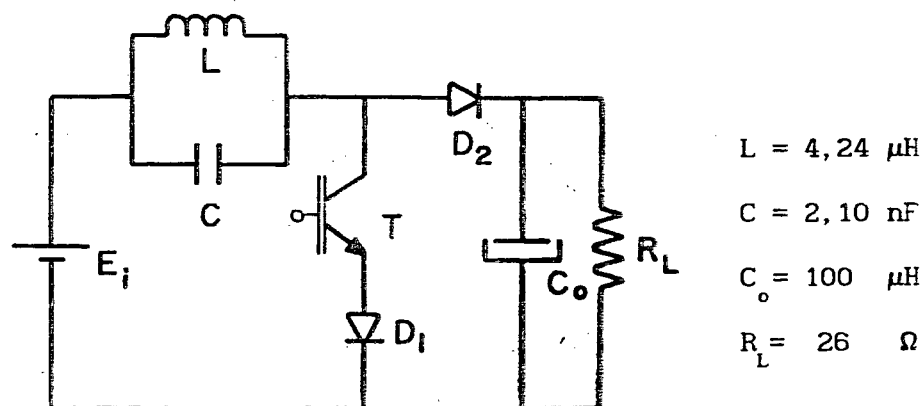


Fig. 3.2 - Conversor boost semi-ressonante unidirecional em corrente simulado numericamente.

transistor entrar em condução;

- O diodo D_1 colocado em série com o transistor apresenta perdas de condução elevadas.

3.5.1 - Indutor de ressonância:

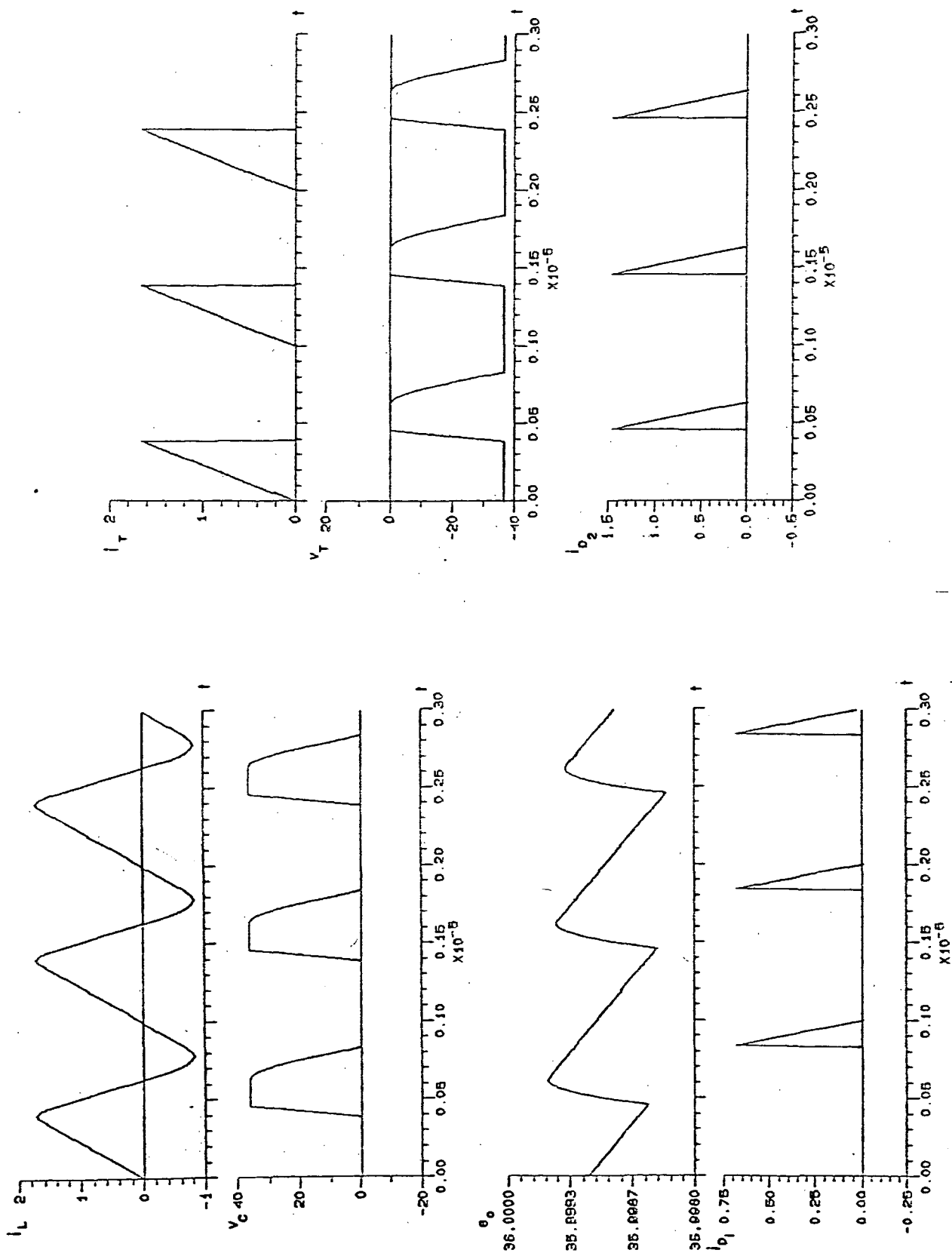


Fig. 3.3 - Resultados típicos de simulação do circuito da figura 3.1.

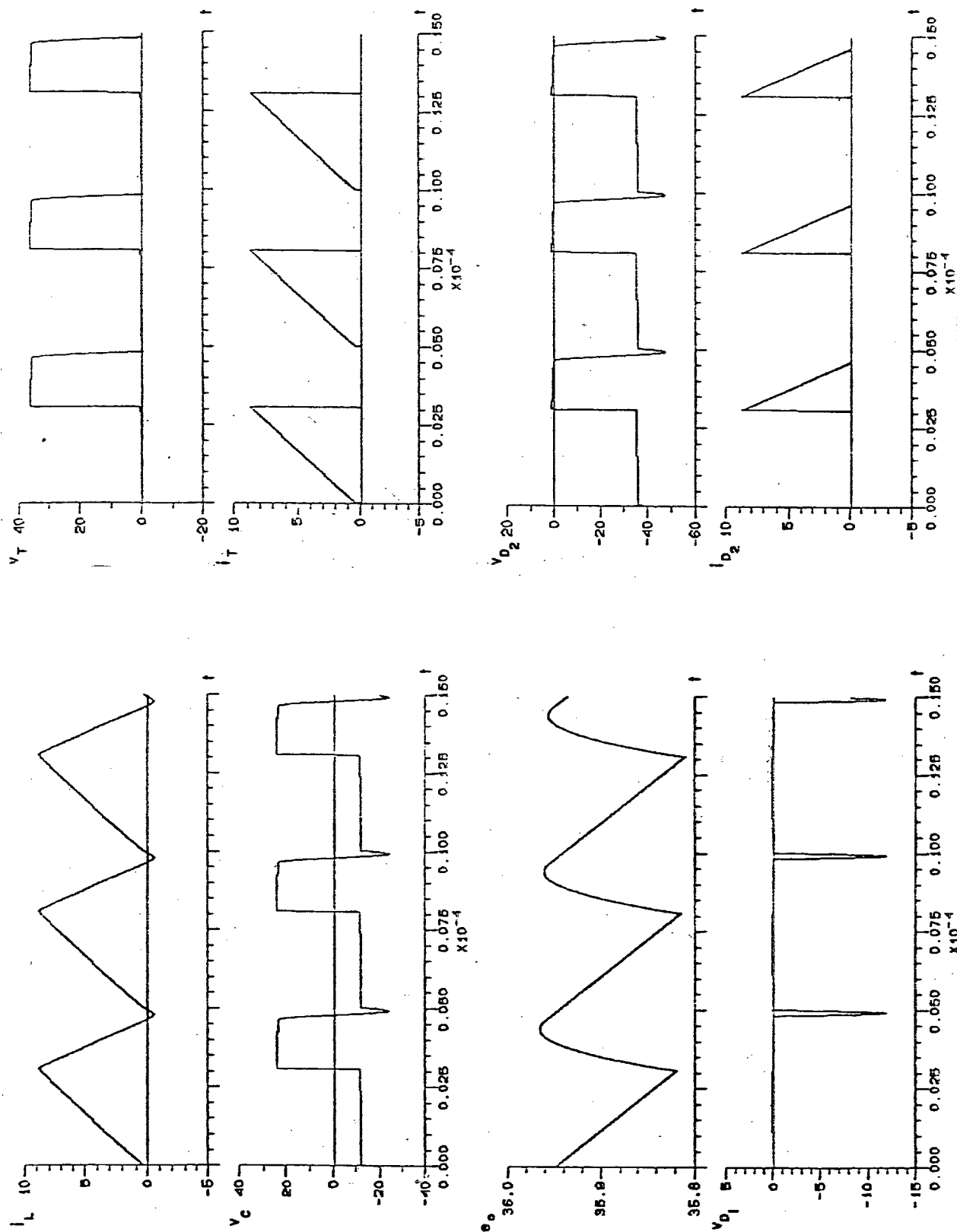


Fig. 3.4 -- Resultados típicos de simulação do circuito da figura 3.2.

Devido ao baixo valor de indutância, o indutor apresentará núcleo de ar.

O número de espiras para um indutor com núcleo de ar é dado por:

$$N = \frac{L \cdot d}{\mu_0 \cdot S} \quad (3.1)$$

onde:

L - indutância em henrys;

d - diâmetro do condutor em metros;

S - seção transversal do núcleo em metros quadrados;

μ_0 - constante de permissividade em henrys por espiras e por metro.

A corrente eficaz máxima no indutor, conforma a tabela 3.1, é igual a 4,95 A. Assim escolhemos o condutor cuja seção é 2,09 mm².

Sendo o diâmetro do núcleo igual a 13 mm, calculamos o número de espiras pela equação (3.1). Assim:

$$N = 28 \text{ espiras}$$

3.5.2 - Transistor de potência:

Devido a elevada frequência de operação do conversor, o transistor será de tecnologia MOSFET.

Como o transistor conduzirá elevada corrente eficaz, para obter-se um conversor com elevado rendimento, ele deve possuir baixa resistência em condução. Assim, optou-se pelo BUZ 24 da Siemens que apresenta as seguintes características:

$$V_{DS} = 100 \text{ V}$$

$$I_D = 32 \text{ A}$$

$$R_{DS} = 0,06 \Omega$$

$$C_{iss} = 1500 \text{ pF}$$

$$C_{oss} = 800 \text{ pF}$$

O diodo intrínseco do MOSFET, de elevado tempo de recuperação (cerca de 300 ns), é usado no circuito para formar a chave bidirecional. Isto é possível porque o transistor entra em condução imediatamente após o diodo bloquear, o que permite aos portadores minoritários se recombinarem internamente.

3.5.3 - Capacitor de ressonância:

Serão utilizados os capacitores de prolipropileno da série TACF da Icotron, de baixo fator de perdas, especiais para regimes de pulso com alta taxa de subida.

Conforme projeto, o capacitor ressonante deve apresentar uma capacitância igual a 3,3 nF. Segundo dados de catálogo, o BUZ 24 apresenta uma capacitância de saída de 800 pF. Assim, a capacitância a ser colocada em paralelo com o transistor deve ser de 2,5 nF. São utilizados, desta forma, dois capacitores TACF em paralelo, um de 1 nF/400 V e outro de 1,5 nF/400 V.

3.5.4 - Diodo de saída:

O diodo de saída deve suportar uma tensão de reversa de 36 V, uma corrente média de 1,36 A e possuir pequeníssimo tempo de recuperação. Assim, optamos pelo MUR 1510 da Motorola que apresenta as seguintes características:

- Tensão reversa máxima repetitiva: 100 V;
- Corrente média: 15 A;
- Corrente máxima instantânea não-repetitiva: 200 A;
- Tempo de recuperação: 35 ns.

3.5.5 - Filtro de saída:

O capacitor utilizado no filtro de saída deve apresentar baixa impedância em altas frequências e alta capacidade de corrente de ondulação.

É ilustrado na figura 3.5 o circuito equivalente de um capacitor. Para que o capacitor apresente baixa impedância deverá ter baixa indutância série e baixa resistência série equivalente. Como utilizaremos capacitores de polipropileno da série TMAF, poderemos desprezar o efeito da resistência série sobre a ondulação de tensão e a potência dissipada no mesmo.

Experimentações preliminares indicaram a necessidade de utilizar-se um filtro π (C-L-C) para se obter uma baixa ondulação na tensão de saída.

3.5.5.1 - Capacitores de 1.^o estágio de filtragem:

A forma de onda da corrente no capacitor de saída é ilustrada na figura 3.6.

Assim, a variação de carga no capacitor, Δq , é dada por:

$$\Delta q \cong \frac{I_2 \cdot \Delta T_3}{2} \quad (3.2)$$

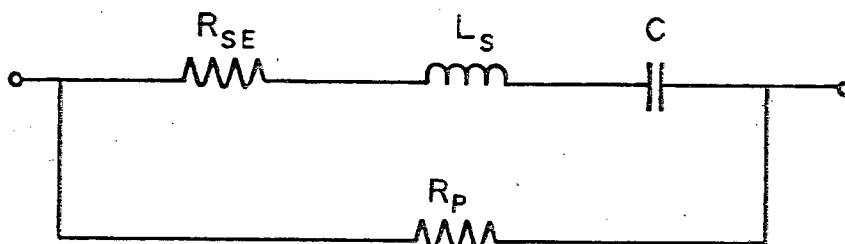


Fig. 3.5 - Circuito equivalente de um capacitor.

Substituindo (2.16) e (2.20) em (3.2) obtém-se:

$$\Delta q = \frac{C \cdot E_1 \cdot (2\beta - \beta^2 + \alpha^2)}{2 \cdot (\beta - 1)} \quad (3.3)$$

Sabemos que Δq pode também ser dada por:

$$\Delta q = C_0 \cdot \Delta V \quad (3.4)$$

onde ΔV é a ondulação da tensão no capacitor.

Substituindo (3.4) em (3.3) e rearranjando, obtém-se a expressão que permite dimensionar o capacitor do 1.º estágio de filtragem:

$$C_0 = \frac{C \cdot E_1 \cdot (2\beta - \beta^2 + \alpha^2)}{2 \cdot \Delta V \cdot (\beta - 1)} \quad (3.5)$$

Utilizou-se no capacitor do 1.º filtro de saída uma capacitância equivalente de $1,82 \mu\text{F}$, que proporciona uma ondulação da tensão de saída à plena carga de aproximadamente $2,8 \text{ V}$.

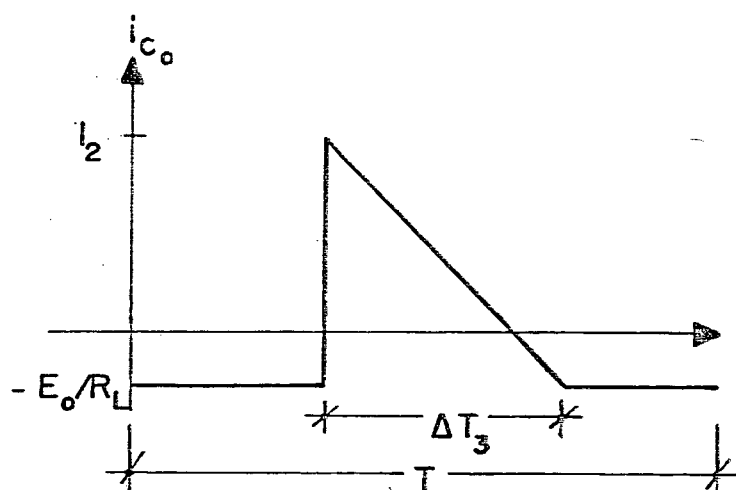


Fig. 3.6 - Forma de onda da corrente no capacitor de saída ' C_0 '.

3.5.5.2 - 2.º Estágio de filtragem:

É ilustrado na figura 3.7 o circuito equivalente da 2.ª célula de filtragem.

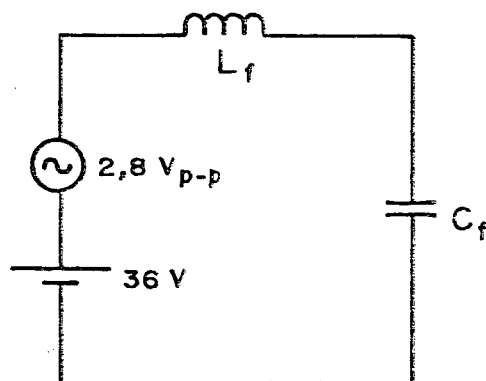


Fig. 3.7 - Circuito equivalente da 2.ª célula de filtragem.

A ondulação na saída é dada por:

$$\Delta V_{cr} = \frac{1}{(2\pi F_s)^2 \cdot L_f \cdot C_f + 1} \quad (3.6)$$

De (3.5) com $C_f = 1 \mu\text{F}$ e $F_s = 281,5 \text{ kHz}$, o indutor que proporcionará uma ondulação máxima de 360 mV é igual a 2 μH .

3.6 - Conclusões:

Neste capítulo foi apresentada, detalhadamente, a metodologia para projeto dos conversores semi-ressonantes.

A validade do estudo analítico e a metodologia de projeto foram confirmadas por simulação numérica das estruturas.

Finalmente, a partir das especificações de projeto foi dimensionado um

dos conversores estudiados.

CAPÍTULO IV

IMPLEMENTAÇÃO

4.1 - Introdução:

Neste capítulo serão apresentados e comentados o circuito de comando concebido e os resultados obtidos em laboratório.

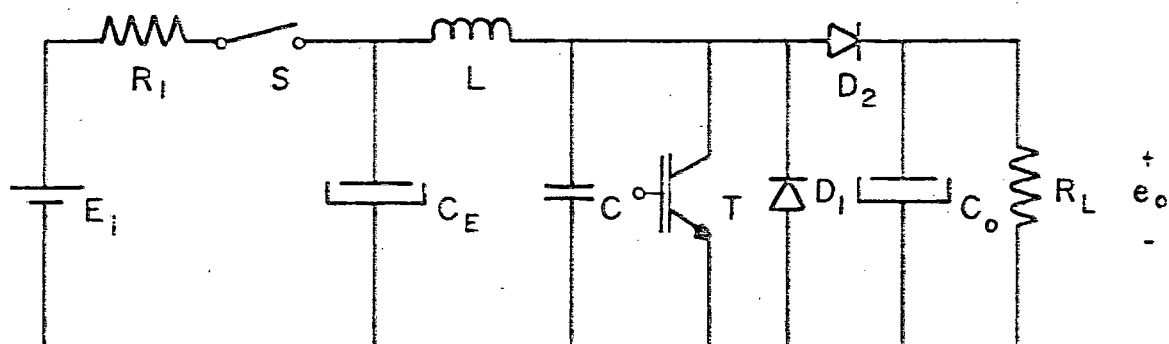
4.2 - Possibilidade de partida não-dissipativa:

Verificou-se, na seção 2.3.5 , que para ocorrer a comutação natural do transistor de potência, deve-se ter ao final da 3.^a etapa de funcionamento do conversor $E_o \geq 2E_i$. Se na partida a tensão de entrada crescer muito rapidamente, o conversor não tem condições de carregar os capacitores do

filtro de saída neste tempo.

Assim, verifica-se a necessidade de um método de partida onde a tensão de entrada cresça suavemente de modo que a tensão de saída a acompanhe [4].

Simulando-se o circuito da figura 4.1, conclui-se que existe uma relação entre C_E e C_o que possibilita a partida com comutação natural.



$$E_i = 12 \text{ V} ; L = 2,76 \text{ } \mu\text{H} ; C = 3,3 \text{ nF} ; R_i = 0,2 \text{ } \Omega ; R_L = 26 \text{ } \Omega$$

$$C_o = 33 \text{ } \mu\text{F} ; C_E = 3300 \text{ } \mu\text{F}$$

Fig. 4.1 - Circuito utilizado para simular a partida da estrutura 1.

Resultados típicos de simulação da partida do circuito da figura 4.1 são mostrados na figura 4.2, para $C_o = 33 \text{ } \mu\text{F}$ e $C_E = 3300 \text{ } \mu\text{F}$.

4.3 - Circuitos de comando e proteção:

4.3.1 - Aspectos de projeto de comando de gate de MOSFETs:

Como os transistores MOSFET não exibem tempos de estocagem, os tempos de

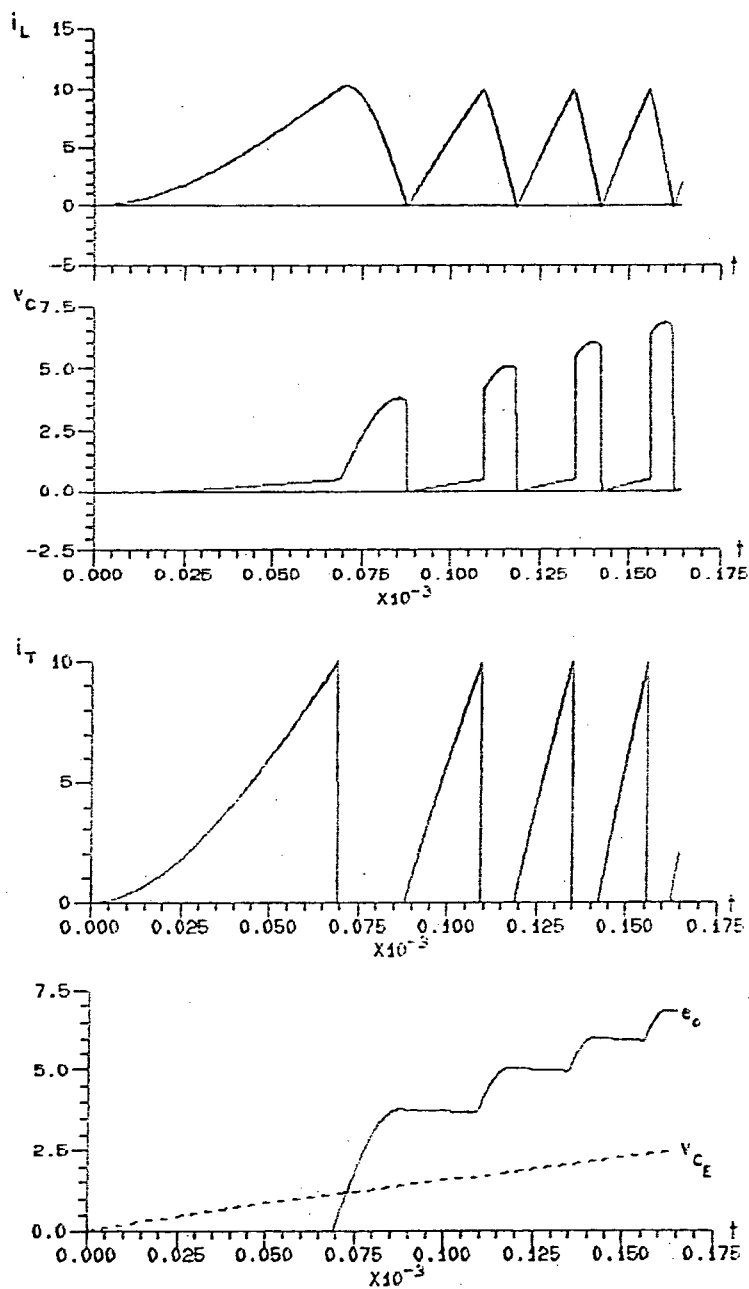


Fig. 4.2 - Resultados típicos de simulação da partida do circuito da figura 4.1.

comutação são determinados pela velocidade com que a capacitância de entrada C_{iss} é carregada ou descarregada. Limitações práticas definem a máxima corrente de carga/descarga fornecidas pelas chaves dos circuitos de comando de gate. Chaves mais rápidas apresentam menos capacidade de corrente.

Para alcançar altas velocidades de comutação é necessário que a indutância em série com o gate seja a mais baixa possível. Isto pode ser alcançado através de um bom layout.

A energia dissipada no gate durante a comutação, considerando a capacitância de entrada do MOSFET constante, é dada por:

$$E_g = \frac{1}{2} \cdot (V_{ON}^2 + V_{OFF}^2) \cdot C_{iss} \quad (4.1)$$

A potência dissipada no gate é proporcional a frequência de chaveamento. Assim:

$$P_g = 2 \cdot F_s \cdot E_g \quad (4.2)$$

A velocidade de comutação pode ser incrementada pelo acréscimo da tensão diferencial ($V_{ON} - V_{OFF}$). Entretanto, isto incrementaria a potência dissipada no gate. Assim, V_{ON} deve ser alta apenas o suficiente para saturar o MOSFET e V_{OFF} baixa apenas o suficiente para cortá-lo.

De (4.2) é visto que um incremento na frequência de comutação resulta em um incremento da potência dissipada no gate.

4.3.2 - Concepção e princípio de funcionamento:

O circuito de comando de gate concebido é apresentado na figura 4.3.

A alta corrente eficaz no transistor levou a utilização de um transformador de corrente como sensor de corrente. Devido a natureza indutiva deste sensor, fez-se necessário a utilização de um circuito auxiliar para

partir o conversor.

A partida do conversor é proporcionado por um multivibrador astável, formado por três portas TTL. Quando a tensão no capacitor de entrada atingir aproximadamente nove volts, o comparador C_3 troca de estado e desabilita o multivibrador. A partir deste instante o conversor passa a ser comandado pelos sinais gerados pelos comparadores C_1 e C_2 .

A partida do conversor à potência nominal é ilustrada pela fotografia da figura 4.4, onde são representadas as tensões na saída e no capacitor de entrada.

A descrição a seguir resume o funcionamento do comando de gate.

4.3.2.1 - Entrada em condução do transistor de potência:

No final da 4.^a seqüência de funcionamento do conversor a tensão do transistor T_p se anula. A saída do comparador C_1 , que detecta a passagem por zero desta tensão, passa ao nível lógico 'um'; o transistor T_{r1} bloqueia, T_{r3} satura e um potencial positivo, superior a $V_{GS(th)}$, é aplicado no gate do MOSFET, tornando-o apto a conduzir no início da 1.^a seqüência. Observe que, quando T_{r3} é fechado, D_3 se polariza diretamente e mantém T_{r4} bloqueado.

4.3.2.2 - Bloqueio do transistor de potência:

No final da 1.^a seqüência de funcionamento do conversor ocorre o bloqueio do transistor T_p .

A corrente que T_p conduz em cada ciclo de operação do conversor é definida pela tensão de saída do regulador.

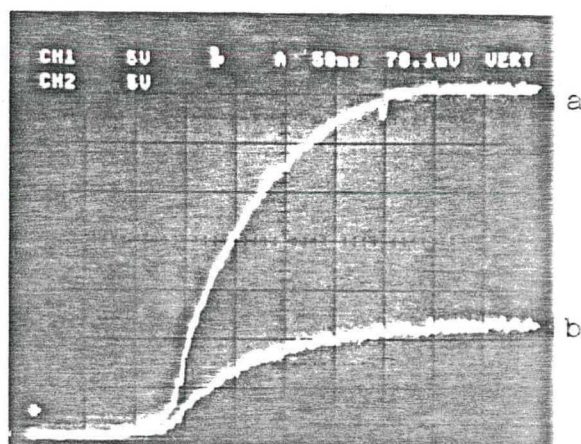
Quando a tensão no resistor R_1 , que na 1.^a seqüência é a imagem da corrente no transistor T_p , atinge a tensão de saída do regulador, o comparador

C_2 muda de estado, o transistor T_{r1} satura, T_{r3} bloqueia e o capacitor C_{iss} coloca T_{r4} em condução, assegurando um rápido bloqueio do transistor T_p .

A tensão no resistor R_1 é, na verdade, uma imagem da corrente no indutor ressonante, ao invés de uma imagem da corrente no transistor. Assim, o comparador C_2 continuará enviando ordem de bloqueio para o transistor T_{r1} até a corrente no indutor se anular ao final da 3.^a sequência de funcionamento.

Como foi visto na seção 2.3.2.1, a tensão no MOSFET, após seu bloqueio, passa a evoluir senoidalmente. Isto faz com que a saída do comparador C_1 inverta de estado, garantindo o bloqueio do MOSFET até o final da 4.^a sequência.

A tensão no gate do MOSFET e as saídas dos comparadores C_1 e C_2 são apresentados na figura 4.5 para uma potência entregue à carga de aproximadamente 17 W.

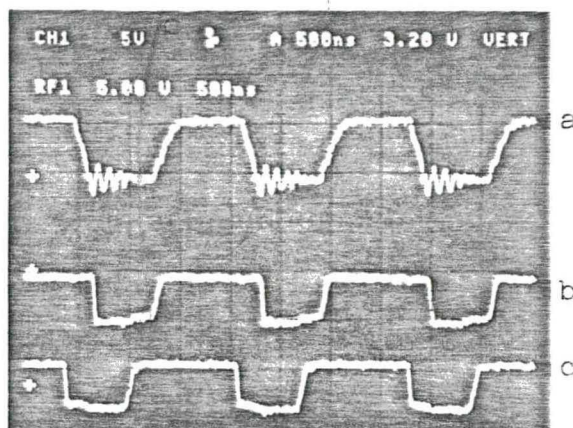


Escalas:

Tempo - 50 ms/div

Tensão - 5 V/div

Fig. 4.4 - Partida do conversor à potência nominal. (a) tensão na saída e_o e (b) tensão no capacitor de entrada v_{CE} .



Escalas:

Tempo - 500 ns/div

Tensão - 5 V/div

Fig. 4.5 - (a)tensão no gate do MOSFET v_{GS} , (b)saída do comparador C_1 e (c)saída do comparador C_2 para uma potência entregue à carga de 17 W.

4.3.3 - Proteção contra sobrecorrente:

Como o comando de gate do transistor é realizado por corrente imposta, a corrente máxima no transistor é limitada pela tensão no resistor R_2 (figura 4.3).

Conforme dados de fabricante, o diodo de saída do conversor suporta uma sobrecorrente de 200 A durante 8,3 ms. Sendo assim, um fusível colocado na entrada do conversor proporcionará a proteção contra sobrecorrente.

4.3.4 - Proteção contra sobretensão:

A proteção contra excesso de tensão na saída é realizada pelo circuito representado na figura 4.6.

Quando a tensão de saída exceder o valor dado por (4.3), o

tiristor entra em condução, provocando um curto-circuito na saída que acionará a proteção contra sobrecorrente.

$$V = \left[\frac{R_1}{R_2} + 1 \right] \cdot 2,5 \quad (4.3)$$

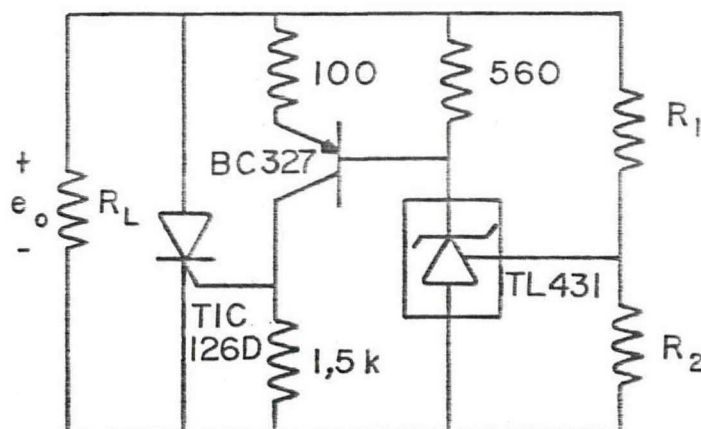


Fig.4.6 - Circuito de proteção contra sobretensão.

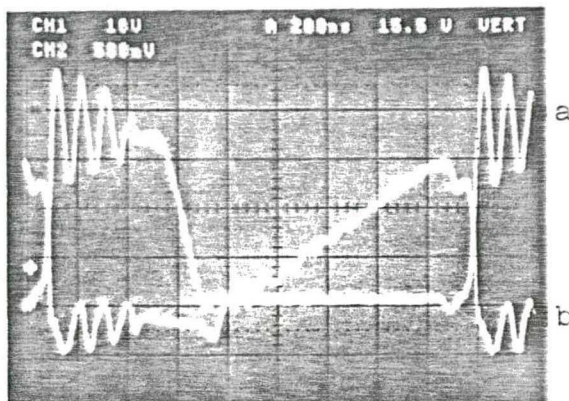
4.4 - Resultados experimentais:

As formas de onda de interesse estão ilustradas nas fotos apresentadas a seguir.

Na figura 4.7 estão representadas a tensão e a corrente no transistor de potência para uma potência entregue à carga de 17 W.

Verifica-se que a tensão no transistor apresenta um valor de pico superior a E_o e uma oscilação em torno deste valor. Isto se deve a presença no circuito de indutâncias parasitas estimadas em cerca de 78 nH. Observa-se que na entrada em condução a comutação é natural e que no bloqueio o produto $v_{DS} \times i_D$ é muito reduzido. Na verdade, este produto é inferior ao mostrado na fotografia, pois a forma de onda de corrente apresentada inclui a oscilação entre a capacitância parasita do MOSFET e as indutâncias parasitas do

circuito.



Escalas:

Tempo - 200 ns/div

Tensão - 10 V/div

Corrente - 1 A/div

Fig. 4.7 - (a) tensão no transistor v_{DS} e (b) corrente no transistor i_D para uma potência entregue à carga de 17 W.

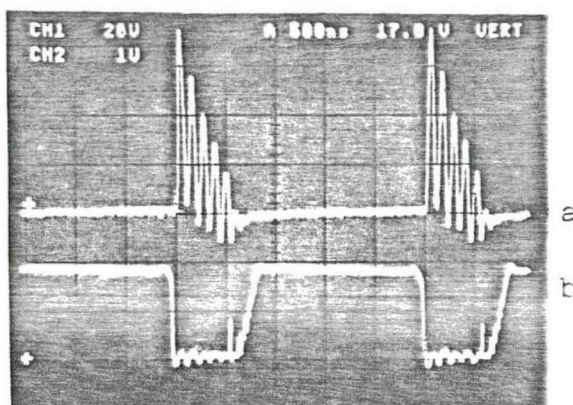
Na figura 4.8 estão representadas, para uma potência na saída de 30 W, a corrente e a tensão no diodo de saída.

Observa-se que a forma de onda tende a forma triangular prevista teoricamente, apesar das oscilações sobrepostas.

A figura 4.9 mostra a corrente no indutor ressonante e confirma a forma de onda prevista teoricamente.

O valor da indutância ressonante é obtido por inspeção da forma de onda experimental, como segue:

$$L = E_i \cdot \frac{\Delta T}{\Delta I} = 12 \text{ V} \cdot \frac{800 \text{ ns}}{3,5 \text{ A}} \cong 2,74 \text{ } \mu\text{H}$$



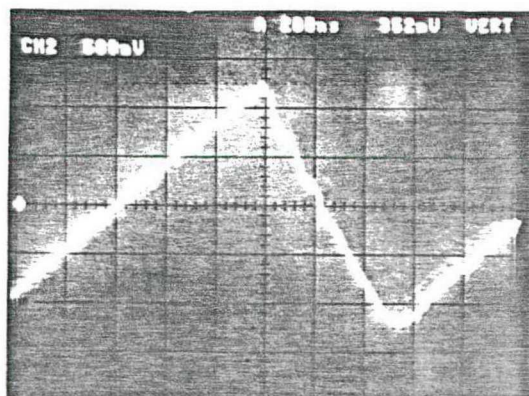
Escalas:

Tempo - 500 ns/div

Tensão - 20 V/div

Corrente - 2 A/div

Fig. 4.8 - (a) corrente no diodo de saída i_{D2} e (b) tensão no diodo de saída v_{D2} para uma potência entregue à carga de 30 W.



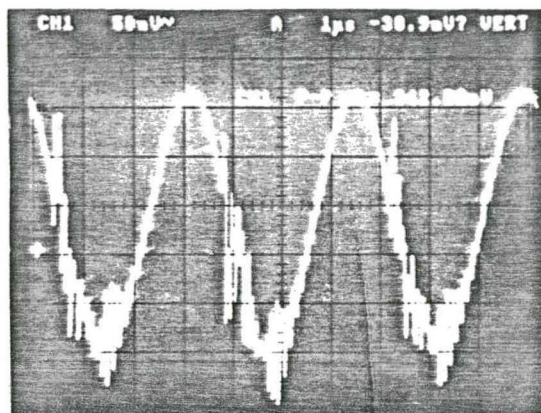
Escalas:

Tempo - 200 ns/div

Corrente - 1 A/div

Fig. 4.9 - Corrente no indutor ressonante i_L .

É ilustrada na figura 4.10 a ondulação da tensão de saída à plena carga. O valor de L_f que proporcionou a ondulação de saída dentro das especificações foi de 1,24 μH , inferior, portanto, ao dimensionado.

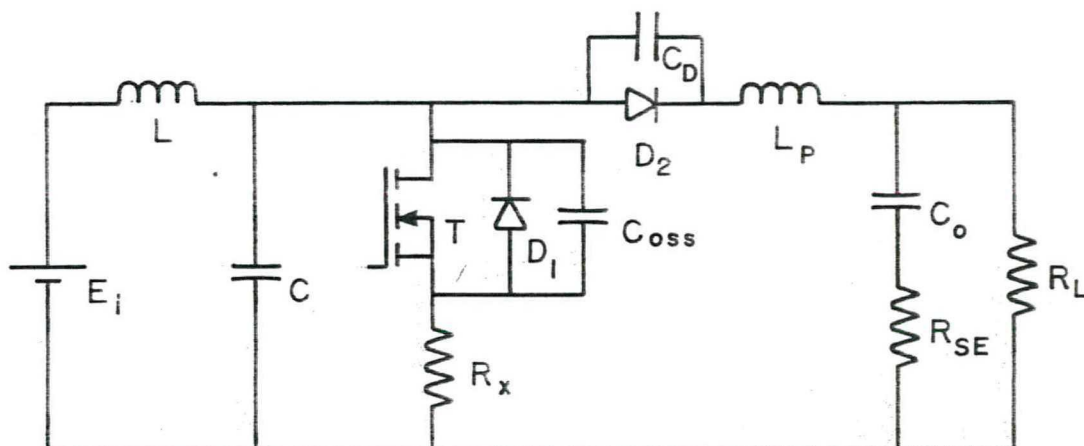


Escalas:

Tempo - $1 \mu\text{s}/\text{div}$

Tensão - $50 \text{ mV}/\text{div}$

Fig. 4.10 - Ondulação da tensão de saída à plena carga.



$$L = 2,76 \mu\text{H} ; C = 3,3 \text{ nF} ; C_D = 150 \text{ pF} ; C_{oss} = 800 \text{ pF} ; C_o = 1,82 \mu\text{F}$$

$$L_P = 78 \text{ nH} ; R_x = 0,05 \Omega ; R_{SE} = 0,006 \Omega ; R_L = 64,8 \Omega$$

Fig. 4.11 - Conversor incluindo parâmetros parasitas.

As formas de onda experimentais são reproduzidas por simulação, colocando-se uma indutância parasita de 78 nH em posição adequada, conforme figura 4.11. As formas de onda de interesse são apresentadas na figura 4.12. A

tensão na saída apresenta alta ondulação, pois na simulação não foi incluído o 2.º estágio de filtragem, necessário para eliminar a ondulação provocada por L_p .

A figura 4.13 apresenta β em função da corrente média na saída I_o^* para diferentes valores de corrente de pico normalizada no transistor de potência.

4.5 - Conclusões:

O circuito de comando concebido mostrou-se eficiente em toda a faixa de operação do conversor.

Os resultados experimentais confirmam os resultados teóricos.

Visando minimizar a sobretensão no MOSFET, um bom layout do circuito de potência é exigido.

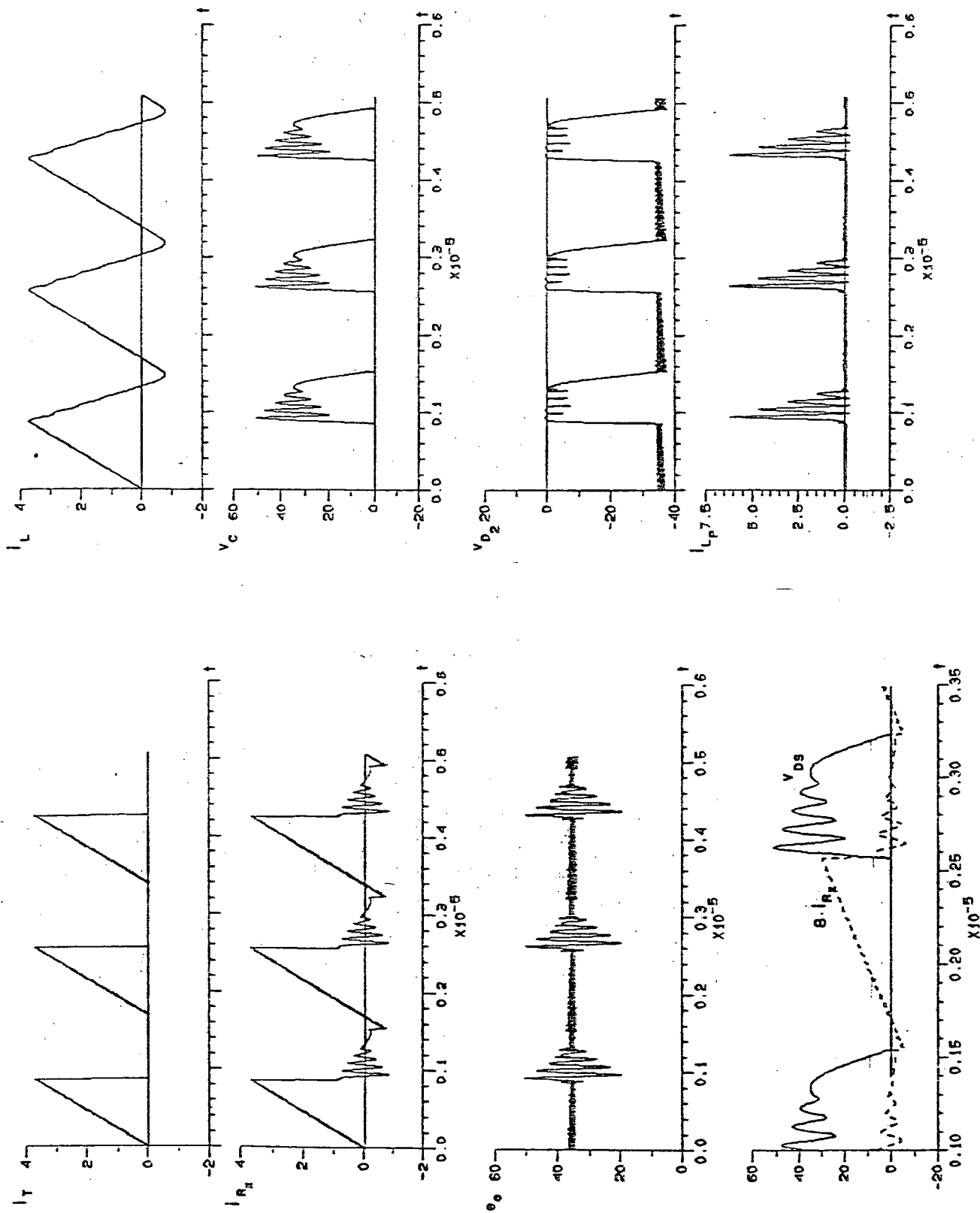


Fig. 4.12 - Resultados típicos de simulação do circuito da figura 4.11.

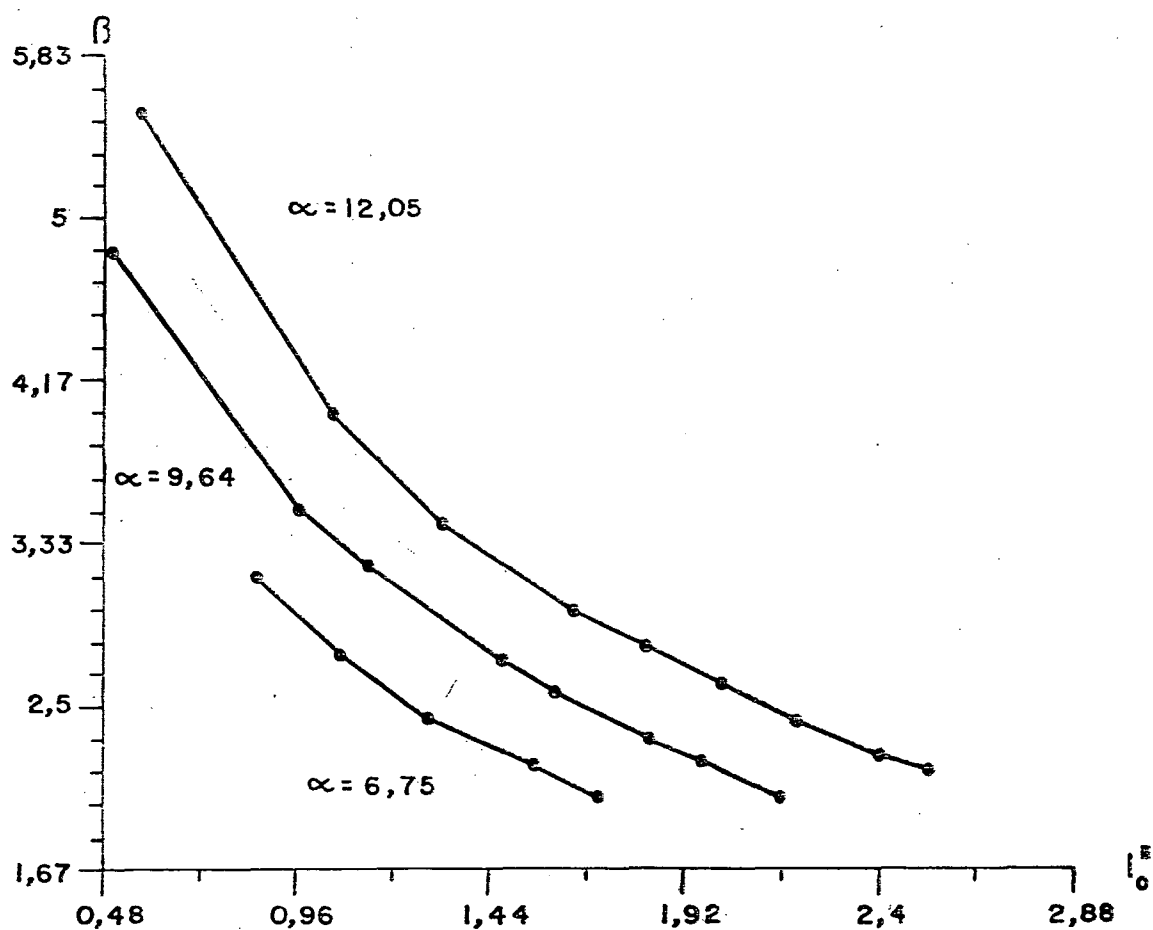


Fig. 4.13 - Curvas obtidas experimentalmente apresentando β em função da corrente média normalizada na saída I_o^* para diferentes valores de α .

CAPÍTULO V

REGULAÇÃO DO CONVERSOR

5.1 - Introdução:

Neste capítulo será realizado o estudo da regulação do conversor implementado.

É obtida a função de transferência do conversor para pequenas perturbações.

A malha de regulação é modelada, simulada e implementada utilizando-se regulador proporcional-integral.

5.2 - Obtenção da função de transferência:

A figura 5.1 mostra o modelo utilizado, no presente estudo, para

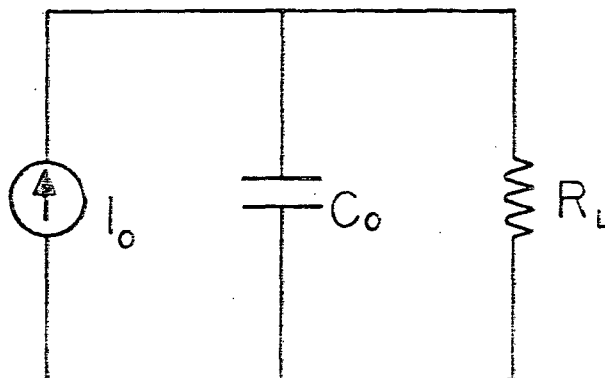


Fig. 5.1 - Modelo do conversor boost semi-ressonante utilizado no estudo da regulação.

representar o conversor. Neste modelo o filtro de saída do conversor é considerado alimentado por uma fonte de corrente I_o .

Da figura 2.20, observa-se que o conjunto de curvas representando a corrente de saída normalizada em função de α podem ser descritos por:

$$I_o^* = K_1(\beta) \cdot \alpha - K_2 \quad (5.1)$$

A figura 5.2 mostra as curvas $K_1(\beta)$ e $y = 1/2\beta$. A comparação destas curvas permite dizer que:

$$K_1(\beta) = 1/2\beta \quad (5.2)$$

Para obter K_2 extrapolam-se as curvas da figura 2.20. Assim:

$$K_2 = 0,41 \quad (5.3)$$

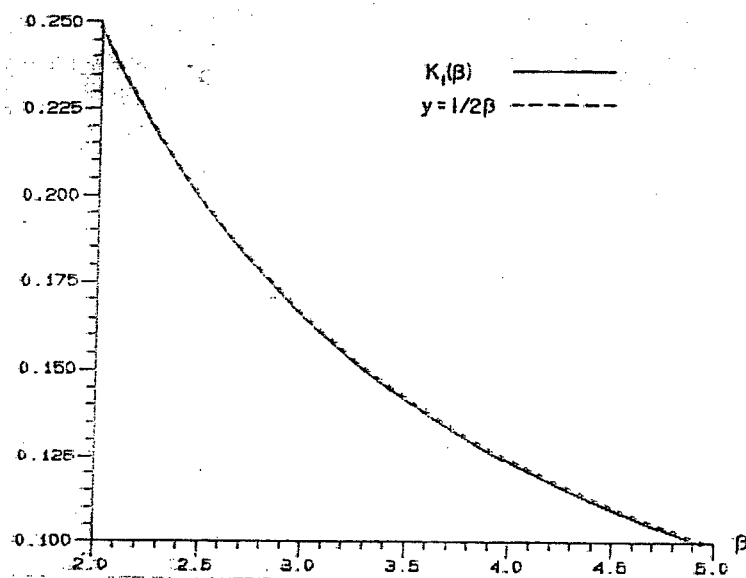


Fig. 5.2 - Curvas $K_1(\beta)$ e $y = 1/2\beta$.

Substituindo (5.2) e (5.3) em (5.1), resulta:

$$I_o^* = \frac{\alpha}{2 \cdot \beta} - 0,41 \quad (5.4)$$

ou,

$$I_o = \frac{E_i}{e_o} \cdot \frac{i_1}{2} - 0,41 \cdot I_s \quad (5.5)$$

Em regime permanente, conforme a figura 5.1, atensão de saída pode ser representada por:

$$e_o = I_o \cdot R_L \quad (5.6)$$

Isolando-se I_o em (5.6) e substituindo em (5.5), resulta:

$$e_o = \delta \cdot \frac{i_1}{e_o} - \phi \quad (5.7)$$

onde:

$$\delta = \frac{E_1 \cdot R_L}{2} \quad (5.8)$$

$$\phi = 0,41 \cdot I_S \cdot R_L \quad (5.9)$$

Rearranjando-se (5.7), obtém-se:

$$e_o^2 = \delta \cdot i_1 - \phi \cdot e_o \quad (5.10)$$

Visando obter um modelo linearizado, as variáveis da equação (5.10) são incrementadas, como segue:

$$(e_o + \Delta e_o)^2 = \delta \cdot (i_1 + \Delta i_1) - \phi \cdot (e_o + \Delta e_o) \quad (5.11)$$

Com a equação (5.10) e (5.11) obtém-se a expressão:

$$\frac{\Delta e_o}{\Delta i_1} = \frac{\delta}{2 \cdot e_o + \phi} \quad (5.12)$$

Assim, a função de transferência resulta em:

$$\frac{\Delta E_o(s)}{\Delta I_1(s)} = \frac{\gamma}{1 + s \cdot R_L \cdot C_o} \quad (5.13)$$

onde:

$$\gamma = \frac{R_L}{4 \cdot \beta + 0,82 \cdot R_L / Z_n} \quad (5.14)$$

5.3 - Projeto do controlador proporcional-integral:

5.3.1 - Determinações dos ganhos:

Foi visto na seção 5.2 que:

$$e_o = \frac{1}{2} \cdot \frac{R_L}{\beta} \cdot i_1 - 0,41 \cdot I_s \cdot R_L \quad (5.15)$$

Para resposta dinâmica despreza-se o 2.º termo e fazendo $\beta=3$, obtém-se:

$$e_o = \frac{R_L}{6} \cdot i_1 \quad (5.16)$$

Assim, a função de transferência do conversor, específica para $\beta=3$, resulta em:

$$\frac{E_o(s)}{I_1(s)} = \frac{R_L/6}{1 + R_L \cdot C_o \cdot s} \quad (5.17)$$

O diagrama de blocos do circuito de controle realimentado com regulador PI está representado na figura 5.3.

A função de transferência de malha fechada do sistema visto na figura 5.3 é:

$$\frac{E_o(s)}{E_{oref}(s)} = \frac{1}{6 \cdot C_o} \cdot \frac{A \cdot s + B}{s^2 + s \cdot \left[\frac{6 + k_{ST} \cdot R_L \cdot A}{6 \cdot R_L \cdot C_o} \right] + \frac{k_{ST} \cdot B}{6 \cdot C_o}} \quad (5.18)$$

Assim:

$$\frac{k_{ST} \cdot B}{6 \cdot C_o} = \omega_n^2 \quad (5.19)$$

$$\frac{6 + k_{ST} \cdot R_L \cdot A}{6 \cdot C_o} = 2 \cdot \zeta \cdot \omega_n \quad (5.20)$$

onde ω_n é a frequência natural não amortecida e ζ é o coeficiente de amortecimento do sistema.

Para $0 < \zeta < 0,9$, o tempo de acomodação t_s é aproximadamente quatro vezes a constante de tempo do sistema ou:

$$t_s = \frac{4}{\zeta \cdot \omega_n} \quad (5.21)$$

À potência nominal tem-se $R_L = 26 \, \Omega$ e especificando $\zeta = 0,6$, $t_s = 88 \, \mu s$, $k_{ST} = 0,0625$ e $C_o = 1,82 \, \mu F$, as equações (5.19), (5.20) e (5.21) fornecem:

$$A = 12 \text{ e}$$

$$B = 10^6$$

5.3.2 - Resposta dinâmica do sistema:

A soma do nó 1 da figura 5.1 é dada por:

$$I_o - C_o \cdot \frac{de_o}{dt} - \frac{e_o}{R} = 0 \quad (5.22)$$

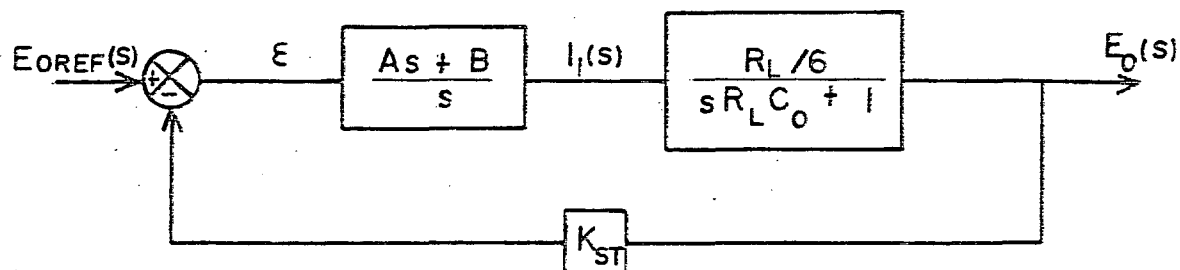


Fig. 5.3 - Diagrama de blocos do circuito de controle realimentado.

Reunindo (5.5) e (5.22), obtém-se:

$$\frac{de_o}{dt} = \frac{0,5 \cdot E_i \cdot i_1}{e_o \cdot C_o} - \frac{0,41 \cdot I_s}{C_o} - \frac{e_o}{R_L \cdot C_o} \quad (5.23)$$

A referência de corrente gerada pelo regulador é dada por:

$$i_1 = (A + Bf) \cdot (E_{oref} - k_{ST} \cdot e_o) \quad (5.24)$$

Realizando a simulação da equação dinâmica da malha de realimentação, obtida reunindo-se as equações (5.23) e (5.24), obtém-se a resposta dinâmica do sistema.

As figuras 5.4 e 5.5 ilustram o comportamento da tensão de saída do conversor e da referência de corrente para perturbações na carga e na tensão de referência. Quando forem necessárias menores variações na tensão de saída deve-se utilizar um capacitor de saída de maior valor.

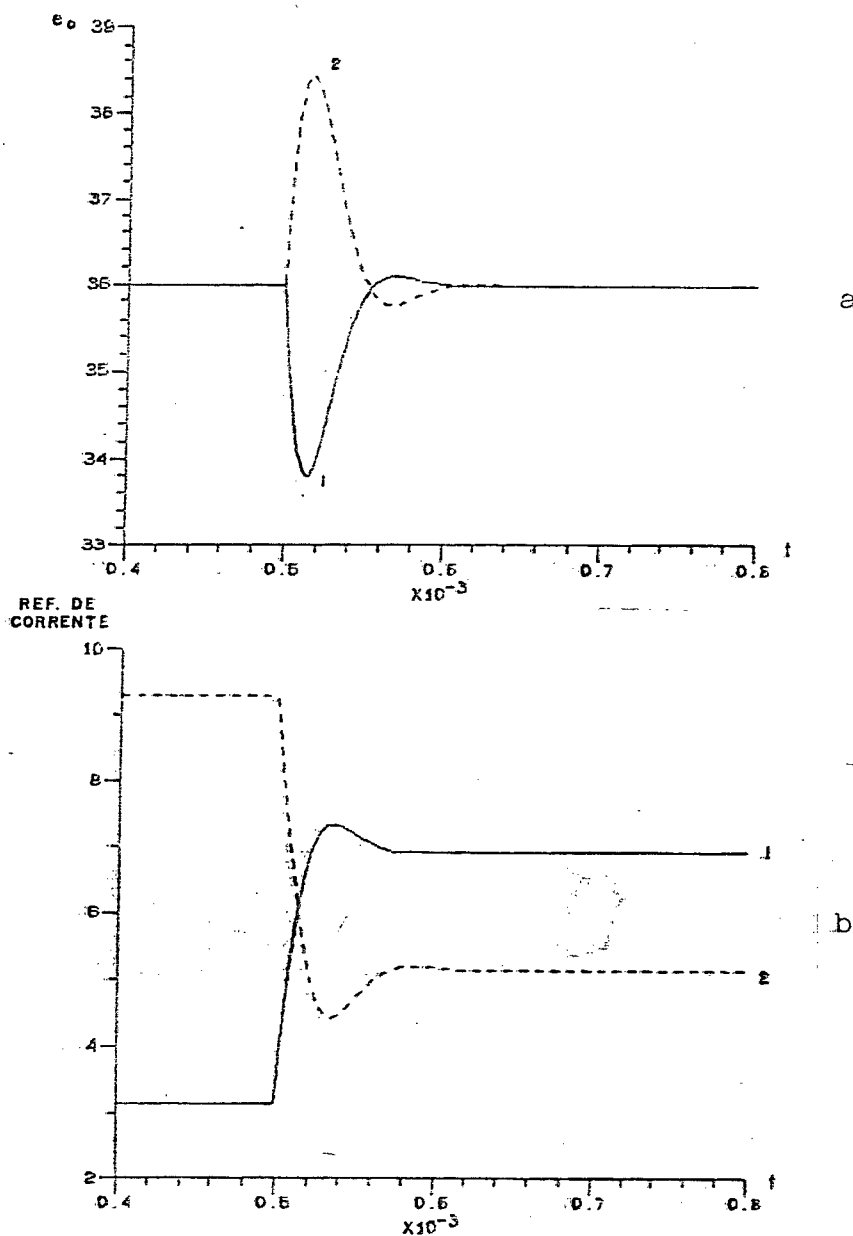


Fig. 5.4 - Comportamento da tensão de saída (a) e da referência de corrente (b) para perturbações na carga: (1) $R_L = 108 \, \Omega$ para $R_L = 36 \, \Omega$ e (2) $R_L = 26 \, \Omega$ para $R_L = 52 \, \Omega$.

5.4 - Implementação do circuito de controle e resultados em malha fechada:

É ilustrado na figura 5.6 o circuito de controle implementado.

Conseguiu-se uma excelente regulação do conversor para uma potência

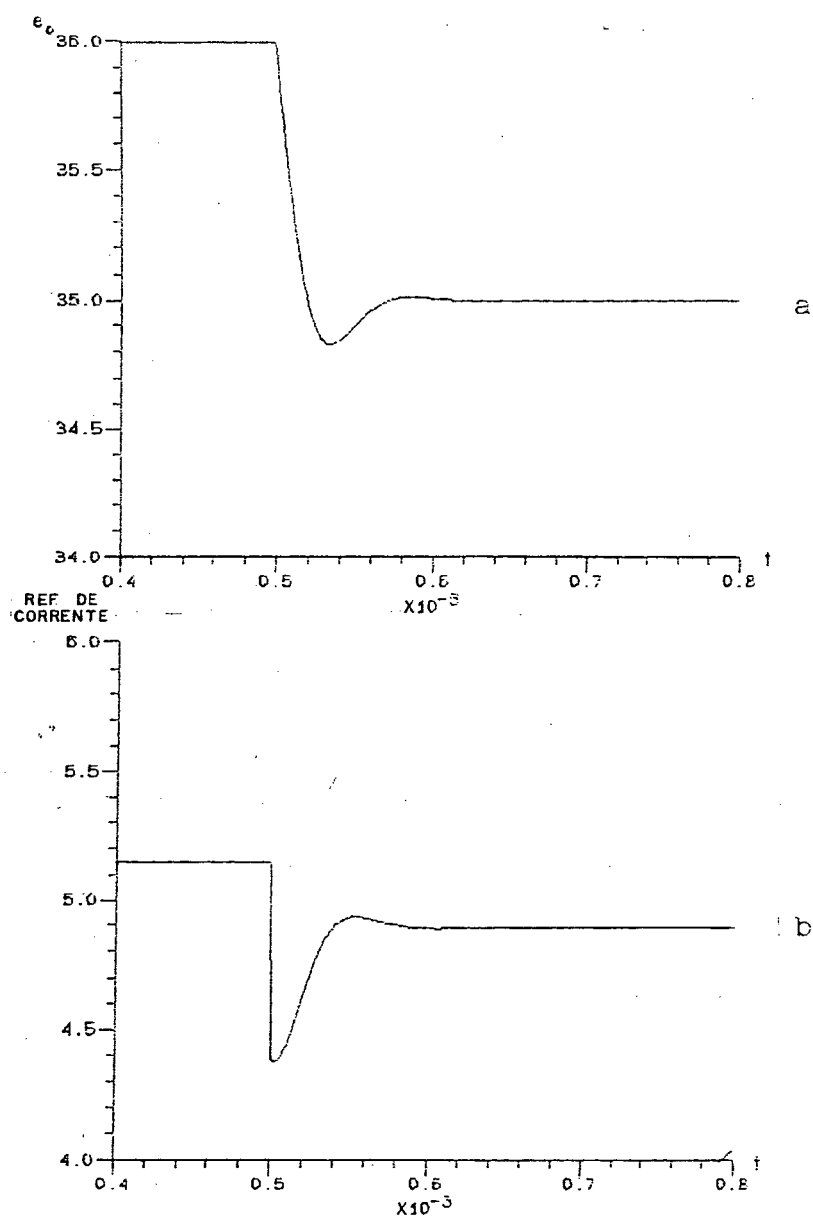


Fig. 5.5 - Comportamento da tensão de saída (a) e da referência de corrente (b) para uma perturbação na tensão de referência, com $R_L = 52 \Omega$.

entregue à carga entre 5 e 50 watts. Observou-se que a oscilação da tensão do transistor de potência durante a 3.^a sequência, em torno de E_o , afeta adversamente a regulação.

A figura 5.7 apresenta a resposta transitória do conversor e a ação do regulador para uma variação da potência entregue à saída de 12 a 36 watts. Verifica-se que não há erro estático.

A figura 5.8 mostra a relação entre a frequência normalizada μ e α para diferentes valores de β .

A figura 5.9 apresenta o rendimento do conversor em função da potência média de saída P_o para diferentes valores de β . As perdas de potência no comando de gate não foram consideradas.

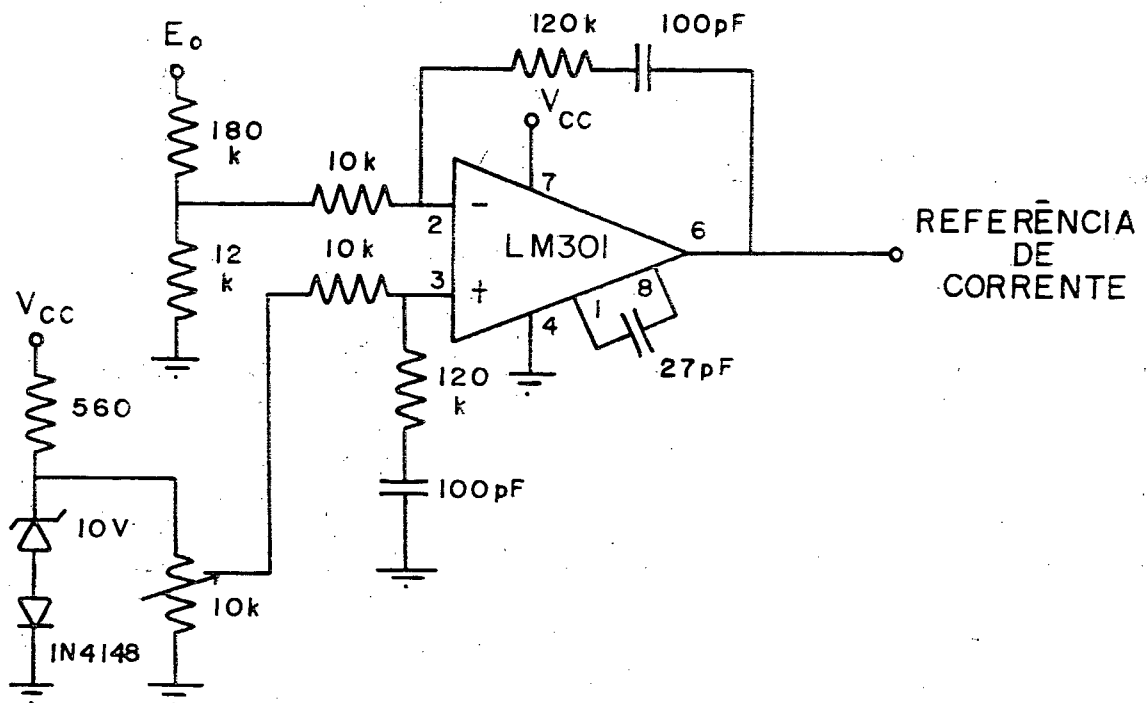
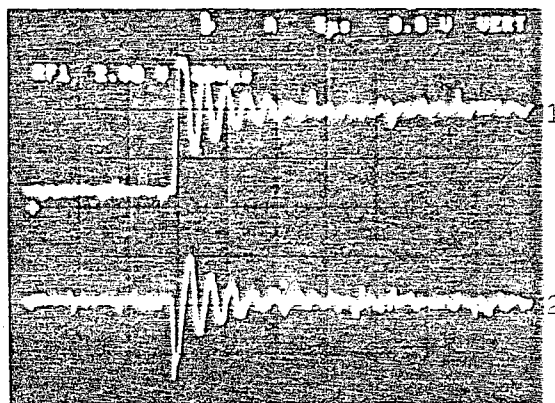


Fig. 5.6 - Circuito de regulação implementado.



Escalas:

Tempo - 200 μ s/div

Tensão - 2 V/div

Fig. 5.7 - Variação na referência de corrente (1) e na tensão de saída (2) para uma variação de potência entregue à carga de 12 a 36 W.

A eficiência do conversor cai para baixas cargas devido às perdas de comutação causadas pelo produto $V_{DS} \times I_D$ não-nulo no bloqueio, incrementadas com a elevação da frequência. Para altas cargas, a eficiência do conversor é reduzida pelo incremento das perdas em condução dos semicondutores de potência.

5.5 - Conclusões:

Verificou-se, através dos resultados obtidos, que é possível estudar o comportamento dinâmico do conversor empregando um modelo simplificado.

O emprego da técnica de comutação sob tensão nula confere alta eficiência ao conversor.

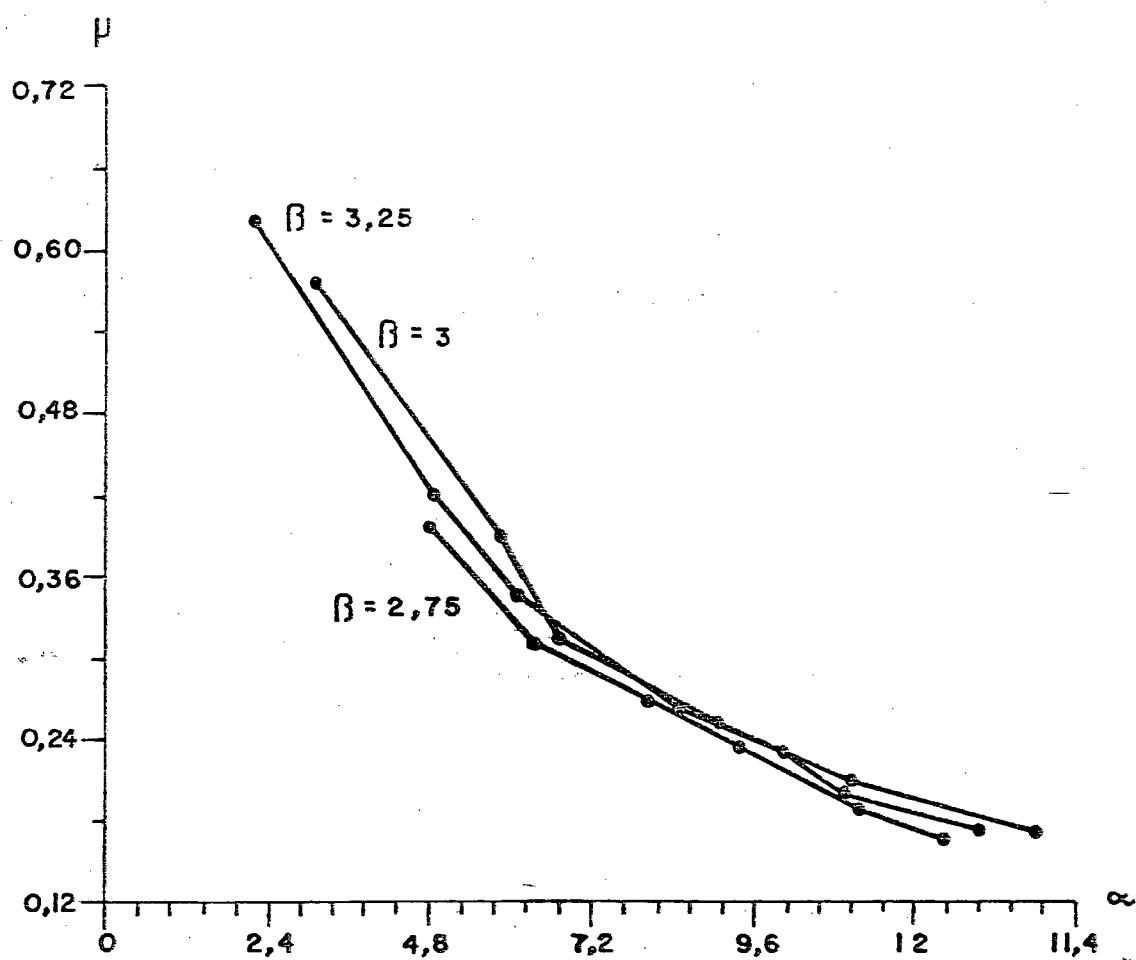


Fig. 5.8 - Curvas obtidas experimentalmente apresentando a relação entre a frequência normalizada μ e α para diferentes valores de β .

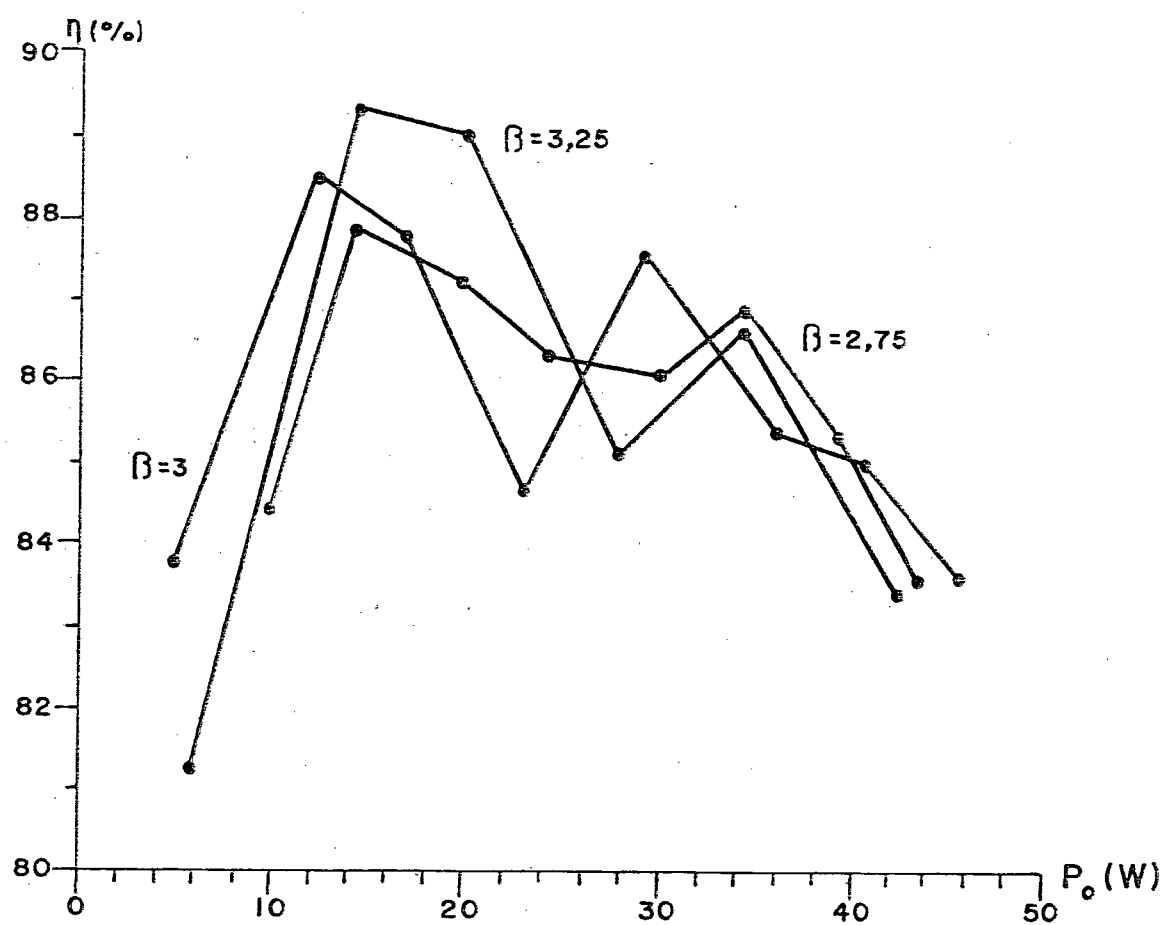


Fig. 5.9 - Curvas obtidas experimentalmente apresentando o rendimento do conversor η em função da potência média de saída P_o para diferentes valores de β .

CAPÍTULO VI

CONCLUSÕES GERAIS

- A metodologia de projeto, validada em laboratório, pode ser estendida a toda família de conversores semi-ressonantes;
- A regulação do conversor pode ser mantida a vazio sem a necessidade de resistores ou cargas adicionais que garantam um consumo mínimo;
- A tensão máxima no transistor é reduzida significativamente, comparada a tensão máxima em conversores quase-ressonantes com comutação sob tensão nula;
- O conversor apresenta um pequeno número de componentes no estágio de potência e elementos magnéticos e de filtragem de peso e tamanhos reduzidos, oferecendo maior densidade de potência que os conversores convencionais;
- O circuito de controle implementado permitiu uma boa regulação do

conversor. Entretanto, a presença na montagem de indutâncias parasitas reduz a faixa de variação de carga em que se mantém a tensão de saída estabilizada;

- Os conversores estudados encontram aplicação em conversão CC/CC onde alta densidade de potência é desejada;

- Devido a condução ser descontínua, a corrente eficaz nos semicondutores de potência é elevada para altas potências de saída. Assim, os conversores analisados são indicados para conversão CC/CC de baixa potência.

- Existe um compromisso entre frequência de operação, compactação e rendimento. Frequências mais elevadas de operação oferecem maior compactação, porém comprometem o rendimento da montagem;

- No futuro, com o avanço da tecnologia de fabricação de semi-condutores de potência, acredita-se que os conversores semi-ressonantes poderão operar em frequências mais elevadas com rendimentos superiores aos alcançados no presente trabalho.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Lee, F.C. - "High-Frequency Quasi-Resonant Converter Technologies, Proceedings of the IEEE, vol. 76, n.^o4, abril, 1988, pp 377-390.
- [2] Barbi, I. - "Progress in the Development of High-Frequency Non-Dissipative Commutation Power Converter Technologies", Seminário de Eletrônica de Potência, UFSC, dezembro, 1988, pp 1-13.
- [3] Vieira Jr., J.B. e Barbi, I. - "General Characteristics of Buck and Boost Quasi-Resonant Converters, Seminário de Eletrônica de Potência, UFSC, dezembro, 1988, pp 57-62.
- [4] Schramm, D.S. - "Estudo e Implementação de uma Fonte Chaveada à Ressonância", Dissertação de Mestrado, UFSC, 1985.
- [5] Villaça, M. e Barbi, I. - "A Boost Zero-Voltage Switched Semi-Resonant Converter", I Seminário de Eletrônica de Potência, Florianópolis-SC, pp 43-49, dezembro, 1988.
- [6] Villaça, M.; Coelho, E.; Suzuki, S. e Barbi I. - "Análise e Projeto de uma Família de Conversores Semi-Ressonantes com Comutação sob Tensão Zero", II Seminário de Eletrônica de Potência, UFSC, dezembro, 1989, pp 227-235.
- [7] Barbi, I.; Bolacell, J.C.; Martins, D.C. e Libano, F.B. - "Buck Quasi Resonant Converter Operating at Constant Frequency: Analysis, Design and Experimentation" - IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1989 Record, pp 873-881.
- [8] Barbi, I. - "Eletrônica de Potência II". publicação interna, UFSC.
- [9] Perin, A.J. - "Manual de Utilização do Programa SACEC (Simulação Automática de Conversores Estáticos por Computador)", publicação interna, UFSC, agosto, 1988.
- [10] Freeland, S e Middlebrook, R.D. - "A Unified Analysis of Converter With Resonant Switches, PESC'87, pp 20-30.

- [11] Siemens - "SIPMOS Components - Data Book 1987/1988".
- [12] National Semiconductor - "Linear Data Book", 1982.
- [13] Ibrap - "Transistores - Dados e Curvas para Projetos", março, 1974.
- [14] Texas Instruments - "The Power Semiconductors Data Book for Design Engineers", 1979.
- [15] Texas Instruments - "The TTL Data Book for Design Engineers", second edition.
- [16] Texas Instruments - "Linear Circuits Data Book", 1984.
- [17] Motorola Semiconductors - "Rectifiers and Zener Diodes Data Book".